

Rekonfigurierbare Filternetzwerke für frequenzabstimmbare digitale Leistungsverstärker

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt
zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte

Dissertation

von

Christian Schuster, M.Sc.

geboren am 05.07.1988
in Wiesbaden, Deutschland

Referent:	Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Heinrich

Tag der Einreichung:	04.08.2020
Tag der mündlichen Prüfung:	08.12.2020

D17
Darmstadt 2020

Schuster, Christian: Rekonfigurierbare Filternetzwerke für frequenzabstimbare digitale
Leistungsverstärker
Darmstadt, Technische Universität Darmstadt
Jahr der Veröffentlichung der Dissertation auf TUPrints: 2021
URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-173785
Tag der mündlichen Prüfung: 08. Dezember 2020
Veröffentlicht unter CC BY-NC-ND 4.0 International
<https://creativecommons.org/licenses/>

Erklärung laut Promotionsordnung

§ 8 Abs. 1 lit. c. PromO

Ich versichere hiermit, dass die elektronische Version meiner Dissertation mit der schriftlichen Version übereinstimmt.

§ 8 Abs. 1 lit. d. PromO

Ich versichere hiermit, dass zu einem vorherigen Zeitpunkt noch keine Promotion versucht wurde. In diesem Fall sind nähere Angaben über Zeitpunkt, Hochschule, Dissertationsthema und Ergebnis dieses Versuches mitzuteilen.

§ 9 Abs. 1 PromO

Ich versichere hiermit, dass die vorliegende Dissertation selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Quellen verfasst wurde.

§ 9 Abs. 2 PromO

Die Arbeit hat bisher noch nicht zu Prüfungszwecken gedient.

Darmstadt, 04. August 2020

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mikrowellentechnik und Photonik (IMP) an der Technischen Universität Darmstadt. An dieser Stelle möchte ich die Gelegenheit nutzen um mich bei allen Personen zu bedanken, die mich auf dem Weg zur Promotion unterstützt haben.

An erster Stelle gilt mein ausdrücklicher Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby für das mir entgegengebrachte Vertrauen und seiner fortwährender Unterstützung. Die Bereitstellung einer im höchsten Maße selbstbestimmten Arbeitsumgebung, öffnete einen Raum der Kreativität und die Möglichkeit auch entfernte Forschungsthemen zu betrachten. Ein besonderer Dank geht an Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Heinrich vom Ferdinand-Braun-Institut, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik für die Übernahme des Korreferats und seinem damit verbundenen Beitrag zu dieser Arbeit.

Ebenso gilt besonderer Dank meinen Projektpartnern aus Forschung und Industrie, welche die vorliegende Arbeit erst ermöglicht haben:

- Dr.-Ing. Andreas Wentzel, Dr.-Ing. Florian Hühn, Dr.-Ing. Sebastin Preis und Dr. Olof Bengtsson vom Ferdinand-Braun-Institut, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik, Berlin
- Prof. Dr.-Ing. Michael Höft, Daniel Miek und Fynn Kamrath von der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel
- Dr. Rüdiger Follmann und Matthias Quibeldey von der IMST GmbH, Kamp-Lintfort
- Dr. Joachim Binder, Dr.-Ing. Christian Kohler, Nicole Bohn und Morten Mikolajek vom Institut für Angewandte Materialien - Keramische Werkstoffe und Technologien am Karlsruher Institut für Technologie

Insbesondere möchte ich mich bei allen Kollegen am Institut für die angenehme Zusammenarbeit und Atmosphäre bedanken. Hierbei gilt besonderer Dank meinen Bürokollegen Bernd Kubina, Ersin Polat und Sönke Schmidt für die besondere Zeit und die konstruktiven Diskussionen im Büro 428. Besonderer Dank gilt Dr.-Ing. Holger Maune für seine Unterstützung und fachliche Expertise während der letzten Jahre. Ebenso danke ich Dr.-Ing. Martin Schüßler für seine Unterstützung auch abseits der Hochfrequenztechnik.

Dank gilt den administrativen und technischen Mitarbeitern, allen voran Peter Kießlich, Andreas Semrad, Karin Boye und Silke Schober ohne deren exzellente Expertise eine Umsetzung der entwickelten Ideen nicht realisierbar gewesen wäre.

Zu guter Letzt bedanke ich mich ganz herzlich bei meiner Lebenspartnerin Patrizia, die mir immer den Rücken freigehalten hat, meinen Freunden und meiner Familie, vor allem meinen Eltern Christa und Gerrit, die mich in jeder Situation stets unterstützten.

Darmstadt, im Juli 2020

Christian Schuster

Kurzfassung

In dieser Arbeit werden rekonfigurierbare Filternetzwerke für flexible und energieeffiziente Transceiver umfassend behandelt. Dabei werden diese für den Empfangs- und Sendepfad in rekonfigurierbaren Transceivern für Mobilfunkbänder bis 6 GHz in planarer Mikrostreifenleitetertechnik untersucht und mittels Labordemonstratoren validiert.

Für die Implementierung von rekonfigurierbaren Filternetzwerken innerhalb eines HF-Frontends werden unterschiedliche Anforderungen an die Komponenten im Sende- und Empfangspfad gestellt. Im Rahmen einer systematischen Technologieevaluation werden kommerzielle Varaktoren in Halbleiter- und BST-Dünnsfilm-Technologie sowie experimentelle Varaktoren in BST-Dickfilm-Technologien in Bezug auf ihre Klein- und Großsignaleigenschaften systematisch untersucht und verglichen. Hierbei konnte das hohe Potential von BST-Dickfilm-Varaktoren für Leistungsanwendungen innerhalb eines Filternetzwerks mit einer Leistungstragfähigkeit von ≈ 40 dBm und einer hohen Linearität mit einem IIP_3 von über 42 dBm nachgewiesen werden. Die kommerziellen BST-Dünnsfilm-Varaktoren erreichen fast die gleiche Performanz wie die BST-Dickfilm-Varaktoren, jedoch mit einer deutlich reduzierten Reaktionszeit.

Für den Empfangspfad werden verschiedene rekonfigurierbare Bandpassfilter mit einer kontinuierlich unabhängig abstimmbaren Mittenfrequenz und Bandbreite bei einer konstanten definierten Filter-Charakteristik vorgestellt. Mit den in dieser Arbeit hergeleiteten Ansätzen konnte unter anderem ein rekonfigurierbares Hairpin-Filternetzwerk im Frequenzbereich zwischen 3 GHz und 4 GHz realisiert werden, welches neben einer Mittenfrequenzabstimmbarkeit eine hohe Bandbreitenabstimmbarkeit von bis zu 88 % bei einer konstanten definierten Tschebyscheff-Charakteristik aufweist.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf der Untersuchung neuartiger rekonfigurierbarer Ausgangsfilternetzwerke für digitale Leistungsverstärker. Hierbei konnte ein vielversprechendes allgemeines analytisches Entwurfskonzept für rekonfigurierbare Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter entwickelt werden. Dieses Filterkonzept zeichnet sich durch eine skalierbare Abstimmbarkeit der Arbeitsfrequenz und eine hohe Linearität sowie Leistungstragfähigkeit, eine geringe Eigenaussteuerung sowie eine im Vergleich zu abstimmbaren Bandpassfiltern geringere Einfügedämpfung bei der Arbeitsfrequenz aus. Das Konzept wird im Rahmen dieser Arbeit in verschiedenen Filtertopologien realisiert und validiert. Die Implementierung mittels eines integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters bietet neben einer kompakten Realisierung einen hohen Abstimmbereich der Arbeitsfrequenz von 1 GHz bis 3 GHz mit einer geringen Einfügedämpfung von maximal 1,8 dB und einer Leistungstragfähigkeit von über 43 dBm. Messung eines hybrid integrierten digitalen Leistungsverstärkers zeigen eine

Ausgangsleistung von bis zu 32 dBm und eine Drain-Effizienz von bis zu 70 %. Das in dieser Arbeit entwickelte Konzept abstimmbarer Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters schafft die Grundlage zur Realisierung energieeffizienter rekonfigurierbarer Transceiver mit über weite Frequenzbereiche abstimmbaren digitalen Leistungsverstärkern.

Abstract

In this work reconfigurable filter networks for energy-efficient and flexible transceivers for cellular networks are investigated. Filter networks in microstrip technology for the receive and transmit chain in a RF front-end for communication bands up to 6 GHz are investigated and validated under small and large signal conditions.

For the implementation of reconfigurable filters within an RF front-end, different requirements are set depending on their implementation in the transmit or receive chain. In a systematic performance analysis, commercial varactors in semiconductor and BST thin film technology, as well as varactors in experimental BST thick film technology are investigated. Small and large signal parameters are analyzed and compared in detail. The great potential of BST thick film varactors is proven by the high power-handling capability of up to ≈ 40 dBm and a linearity with an IIP_3 larger than 42 dBm of the implemented filter network. Commercial BST thin film varactors can nearly reach this performance, but are short on switching time performance.

To select different frequency bands in a receiver chain, continuously tunable filters are derived. These feature independently controllable center frequency and bandwidth as well as a constant filter characteristic. A reconfigurable Hairpin-Filter with a center frequency range between 3 GHz and 4 GHz reveals a high bandwidth tunability of up to 88 % with a constant Chebyshev characteristic within the overall tuning range of center frequency and bandwidth.

The main focus of this work is the investigation of novel reconfigurable filters for the application in digital power amplifiers. A promising analytic design concept for tunable multi-bandstop lowpass filters is developed. This approach allows very high frequency tunability, high linearity, high power handling and low insertion loss compared to reconfigurable bandpass filters. The multi-bandstop lowpass filter concept is investigated in different topologies. The most promising, integrated topology, offers a compact realization with a high tuning range of operation frequencies between 1 GHz and 3 GHz, an insertion loss lower than 1,8 dB and high power-handling capability better than 43 dBm. Measurements of a hybrid integrated digital power amplifier shows an output power of up to 32 dBm and a drain efficiency of up to 70 %. The concept of tunable multi-bandstop lowpass filters developed in this work is the basis for the development of energy-efficient reconfigurable transceiver systems with digital amplifiers which can be operated over wide frequency ranges.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen Filterentwurf und Netzwerksynthese	7
2.1	Grundlagen des Filterentwurfs	7
2.1.1	Charakteristische Polynome und Streuparameter	8
2.1.2	Tiefpass-Filterprototypen	8
2.2	Grundlagen der Netzwerksynthese	12
2.2.1	Filtersynthese eines diskreten Tiefpass-Netzwerks	13
2.2.2	Koppelmatrix	16
2.3	Extraktion des externen Gütefaktors und der Interresonator-Kopplung . . .	22
2.3.1	Externer Gütefaktor	22
2.3.2	Interresonator-Kopplung	23
2.3.3	Extraktion der Koppelmatrix	25
3	Rekonfigurierbare Bandpassfilter mit konstanter Filter-Charakteristik	27
3.1	Technologien für rekonfigurierbare Filter	28
3.2	Rekonfigurierbares Bandpassfilter	32
3.2.1	Steuerbare Filterkomponenten	33
3.2.2	Allpol-Bandpassfilter mit einer definierten Filter-Charakteristik . . .	38
3.2.3	Rekonfigurierbares quergekoppeltes Bandpassfilter	48
3.3	Einordnung und Bewertung	55
4	Technologieevaluation	61
4.1	Filterentwurf und Realisierung	62
4.2	Kleinsignaluntersuchung	67
4.3	Großsignaluntersuchung	70
4.4	Ergebnisse der Technologieevaluation	77
5	Rekonfigurierbare Filter für digitale Leistungsverstärker	81
5.1	Digitaler Leistungsverstärker	82
5.1.1	Modulator	84
5.1.2	Binärer Schaltverstärker	85
5.1.3	Analoges Ausgangsfilter	87
5.2	Bandpassfilter	89
5.3	Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter	96
5.3.1	Kaskadierte Realisierung	101
5.3.2	Integrierte Realisierung	113
5.4	Verstärkermodule	122

5.5 Einordnung mit anderen Arbeiten	127
6 Zusammenfassung und Ausblick	129
A Zusammenhang der ABCD-Parameter und der charakteristischen Polynome	133
B Hairpin-Bandpassfilter	135
C Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter	137
D Versorgungssystem	139
E Layouts und Dimensionen der Filternetzwerke	143
Symbol- und Abkürzungsverzeichnis	157
Literaturverzeichnis	159
Eigene Veröffentlichungen	177
Lebenslauf	181

1 Einleitung

Bereits im Jahr 1926 hatte Nikola Tesla seine Vision der heutigen drahtlosen Kommunikation publiziert [Ken26]:

„We shall be able to communicate with one another instantly, irrespective of distance. Not only this, but through television and telephony we shall see and hear one another as perfectly as though we were face to face, despite intervening distances of thousands of miles“

Von der Vision bis zur technischen Realisierung dauerte es fast 100 Jahre. Diesem technischen Fortschritt ist es heute zu verdanken, dass mehr als 65 % der Weltbevölkerung ein mobiles Endgeräte benutzt. Die damit einhergehende wachsende Anzahl von Teilnehmern, und die gleichzeitige Erweiterung des Angebots um zahlreiche neue drahtlose Dienste wie das Internet der Dinge [WSJ17] und autonomer Verkehr [QWY10], führen zu einem stetigen Ausbau der Netzwerkinfrastruktur sowie einem steigenden Bandbreitenbedarf. Folglich ist das begrenzt zur Verfügung stehende elektromagnetische Spektrum eine knappe und teure Ressource, die zukünftig noch effizienter genutzt werden muss [Góm+14].

Das Spektrum teilt sich zum einen in einen großen Anteil lizenzierter Frequenzbänder und zum anderen in einen kleinen Anteil sogenannter ISM-Bänder (engl. *industrial scientific and medical, ISM*) auf. Die Auslastung der lizenzierten Bänder variiert dabei zwischen keiner Nutzung, dem sogenannten *white space*, und dauerhafter Nutzung [ESJ07; Eng+02; MM05; DIK12]. Dieser Variation liegen verschiedenen Ursachen zu Grunde: Regionale Gegebenheiten, temporäre Nutzung und Frequenzbänder, die für zukünftige Dienste reserviert sind. Im Gegensatz dazu werden die ISM-Bänder stark durch moderne und weit verbreitete Dienste wie z. B. Bluetooth, WLAN, HIPERLAN und ZigBee genutzt, bieten aber in Relation zur Anzahl an Diensten eine sehr geringe Bandbreite. Diese Diskrepanz in der Auslastung der lizenzierten Bänder und der ISM-Bänder führt zu einer spektralen Ineffizienz. Eine vielversprechende Gegenmaßnahme ist die Freigabe von ungenutzten lizenzierten Frequenzbändern für sekundäre Nutzer anderer Dienste z. B. aus den ISM-Bändern.

Die Abdeckung einer großen Anzahl von unterschiedlichen drahtlosen Diensten stellt eine weitere Herausforderung in der modernen Transceiver-Architektur für die mobile Kommunikation dar. So unterstützt das HF-Frontend eines modernen Mobiltelefons neben den Standards für Bluetooth, GPS, WLAN und NFC die Mobilfunkstandards GSM/UMTS sowie die modernen 4G- und 5G-LTE Varianten [Vaz+10]. Gleichzeitig muss der Zugriff auf eine große Anzahl an unterschiedlichen Frequenzbändern für die jeweiligen Kommunikationsdienste ermöglicht werden. Derzeit werden moderne HF-Frontends für den Multiband- und Multistandardbetrieb in parallelen Empfangs- und Sendepfaden mit statischen Komponenten aufgebaut, die für die jeweiligen Standards und Frequenzbänder optimiert sind. Die Implementierungen in statischen Komponenten ermöglichen jedoch lediglich den Zugriff auf

eine feste Anzahl vordefinierter Frequenzbänder und verhindern eine flexible Rekonfiguration des HF-Frontends auf zukünftige oder wechselnde Spezifikationen. Eine große Anzahl an passiven Komponenten im Transceiver führt zusätzlich zu einem hohen Platzbedarf für die parallele Implementierung der einzelnen Sende- und Empfangspfade. Der statische Aufbau des HF-Frontends und der schnelle technologische Fortschritt können zu verkürzten Einsatzzeiten der Transceiver-Architektur führen.

Das von Mitola im Jahr 1995 in [Mit95] vorgestellte Konzept des *software defined radio* (SDR) bietet einen universellen Transceiver für den Multiband- und Multistandardbetrieb, der jedes Frequenzband in einem definierten Frequenzbereich mit beliebiger Modulation und Bandbreite abdecken kann. Insbesondere die Weiterentwicklung des SDR, das *cognitive radio* (CR), stellt eine Lösung für eine effizientere Nutzung des zur Verfügung stehenden Spektrums dar [MM99]. Dieser Ansatz erhöht die Kapazität von drahtlosen Kommunikationsnetzen durch die Definition von neuen Standards, die Endbenutzern und Mobilfunknetzbetreibern den dynamischen Zugriff auf nicht genutzte oder nicht ausgelastete Frequenzbänder ermöglichen soll. Beide Konzepte, SDR und CR, erfordern in letzter Konsequenz ein vollständig rekonfigurierbares HF-Frontend, welches nicht an bereits vordefinierte Kommunikationsstandards und Frequenzbänder gebunden ist. Hierbei stellen rekonfigurierbare Filter einen zentralen Baustein dar.

In den letzten 25 Jahren konnten einzelne Komponenten eines vollständig rekonfigurierbaren HF-Frontends erfolgreich realisiert werden. Diese Entwicklungen umfassen rekonfigurierbare Antennenarrays mit einer abstimmbaren Abstrahlrichtung und -form, Phasenschieber, Anpassnetzwerke und Filter. Eine Einführung des CR-Konzepts in den kommerziellen Massenmarkt ist trotz der Fortschritte aktuell noch nicht erfolgt. Dies liegt maßgeblich an den hohen technischen Anforderungen der heutigen Spezifikationen bezüglich der Empfangsdynamik, Bandbreite und nicht zuletzt an die geforderten Abstimmbarkeit und den damit verbundenen Kosten. Andererseits fehlt der Anreiz für Mobilfunkbetreiber, das begrenzt zu Verfügung stehende Spektrum durch die Einführung des *cognitive radio* mit Mitbewerbern zu teilen.

Eine weitere Herausforderung stellt der steigende Energieverbrauch der heutigen Netzwerkinfrastruktur dar. Dieser nimmt mit einer steigenden Anzahl an Mobilfunkteilnehmern und Basisstationen weiter zu. Im Jahr 2019 wurde der weltweiten Netzwerkinfrastruktur eine Treibhausgasemission von 110 Mt bis 200 Mt CO₂ zugeordnet. Dies entspricht einem Anteil von 0,6 % bis 1,5 % an der weltweiten CO₂-Emission [GSM18; Feh+11; Eri14]. Vor dem Hintergrund der internationalen Klimapolitik mit der Zielsetzung, das Zwei-Grad-Ziel zu erreichen und die weltweiten CO₂-Emission zu reduzieren, ist eine hohe Energieeffizienz der eingesetzten Systemkomponenten gefordert. Die für die Leistungsaufnahme und somit für die Energieeffizienz maßgebliche Komponente ist der Leistungsverstärker, der bis zu 70 % der Gesamtleistung eines Transceivers aufnimmt [AKK17]. Gleichzeitig entfallen auf die Basisstationen zwischen 60 % und 80 % des Energieverbrauchs der gesamten Mobilfunk-Netzwerkinfrastruktur [Mar+09]. Damit führt schon eine geringfügige Verbesserung der Energieeffizienz der Basisstationen zu einer erheblichen Reduktion der CO₂-Emissionen und der Betriebskosten. Die Energieeffizienz der Basisstationen hat sich in den letzten Jahren durch neue Technologien und adaptive Betriebsmodi mehr als verdoppelt, liegt jedoch immer noch

im Bereich von lediglich 20 % bis 30 % [Kas+19]. Vor diesem Hintergrund ist die Untersuchung und Entwicklung von effizienten kontinuierlich rekonfigurierbaren Leistungsverstärkern für zukünftige energieeffiziente SDR- oder CR-Konzepte von großer Relevanz.

Die heutigen Verstärkerlösungen zur Bewältigung dieser Herausforderungen sind zum einen die Versorgungsspannungsmodulation, z. B. Hüllkurvenfolger (engl. *envelope tracking, ET*) [Yoo+15] und zum anderen die Lastmodulation, z. B. Doherty-Verstärker [AW13]. Zwei bedeutende Nachteile solcher Konzepte für zukünftige Netzwerkinfrastrukturen, insbesondere für CR und SDR, sind die limitierte Bandbreite [AW13] und der hohe Scheitelfaktor der Versorgungsspannung [Yoo+15]. Im Gegensatz dazu stellen digitale Leistungsverstärker das energieeffizienteste Verstärkerkonzept mit einer intrinsisch hohen Bandbreite dar [HWH18; Mot+14]. Durch den Betrieb der Transistoren im digitalen Modus dienen diese als reine Schalter, in denen idealerweise keine Verlustleistung umgesetzt wird. Somit kann im Vergleich zu klassischen analogen Leistungsverstärkern, eine theoretische Effizienz von 100 % erreicht werden [Cri06]. Der digitale Leistungsverstärker besteht aus einem Modulator, der in den digitalen Teil eines SDR integriert werden kann, einer digitalen Leistungsstufe und einem analogen Ausgangsfilter. Dieses Filter dient als Digital-Analog-Umsetzer, in dem die unerwünschten spektralen Komponenten des Signals unterdrückt werden. Die heutigen Ausgangsfilter sind als Bandpassfilter [Hun+07; WMH10; Ma15] oder Multiband-Filter [Wen+13; Mar+15] realisiert. Diese statischen Ausgangsfilter limitieren den Leistungsverstärker auf vordefinierte Frequenzbänder und schmälern damit die hohe intrinsische Bandbreite des digitalen Leistungsverstärkers.

Damit stellen laut der Anwendung in CR und digitalen rekonfigurierbaren Leistungsverstärkern kontinuierlich rekonfigurierbare Filter eine Schlüsselkomponente für zukünftige flexible und energieeffiziente Transceiver dar. In der Literatur existieren die unterschiedlichsten Formen von rekonfigurierbaren Filter. Hierbei ist der rekonfigurierbare Bandpassfilter zum Selektieren einzelner Frequenzbänder der bekannteste Vertreter. In der Literatur zeigen diese Filter entweder eine abstimmbare Mittenfrequenz f_0 [Tom+01; CKY06; GR19; Nat+05; Li+11], oder abstimmbare Bandbreite B [MH10; Sán+13] oder beides [Zha+11; ZYZ12; Tsa+14; CR14]. Jedoch zeigt ein großer Anteil dieser abstimmbaren Filternetzwerke eine von der Mittenfrequenz abhängige absolute Bandbreite und/oder eine variable Rückflussdämpfung aufgrund einer variierenden Filter-Charakteristik innerhalb des Abstimmbereichs. Insbesondere für moderne Modulationsverfahren, wie dem orthogonalen Frequenzmultiplexverfahren (engl. *orthogonal frequency division multiplexing, OFDM*), ist eine konstante Filter-Charakteristik mit einer definierten Rückflussdämpfung innerhalb des Abstimmbereichs von großer Relevanz [CKM18]. So müssen rekonfigurierbare Filter für zukünftige SDR- oder CR-Implementierungen, unter der Berücksichtigung einer definierten Filter-Charakteristik und Rückflussdämpfung, drei Abstimmmodi ermöglichen. Die unterschiedlichen Modi sind in Abbildung 1.1 dargestellt: Der erste Modus (a) ermöglicht eine abstimmbare Bandbreite $\Delta B|_{f_0}$ bei einer festen Mittenfrequenz f_0 , der zweite Modus (b) besitzt eine einstellbare Mittenfrequenz $\Delta f_0|_B$ mit einer konstanten Bandbreite B . Im dritten Modus (c) können die Mittenfrequenz und die Bandbreite individuell eingestellt werden, wobei alle Kombinationen der Abstimmbereiche der Mittenfrequenz und Bandbreite möglich sind.

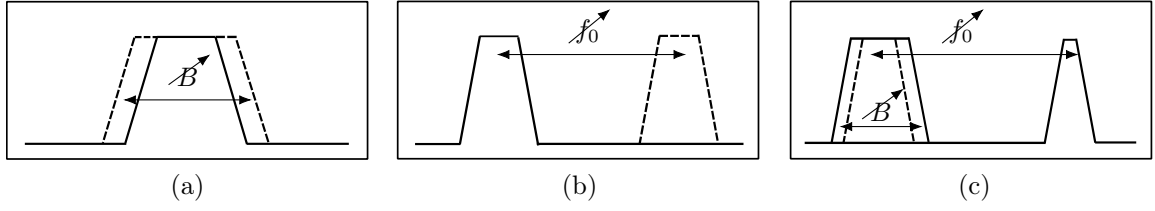


Abbildung 1.1: Abstimmmodi rekonfigurierbarer Filter: (a) Bandbreitenabstimmung $\Delta B|_{f_0}$ bei einer festen Mittenfrequenz f_0 , (b) Mittenfrequenzabstimmung $\Delta f_0|_B$ bei einer konstanten absoluten Bandbreite B und (c) individuelle Konfiguration der Mittenfrequenz und Bandbreite.

Die vorgestellten rekonfigurierbaren Bandpassfilter müssen hinsichtlich des Anwendungsszenario im Sendepfad oder Empfangspfad unterschieden werden. Insbesondere führen die im Empfangspfad noch tolerierbaren Verluste im Sendepfad aufgrund des höheren Leistungspegels zu einem hohen absoluten Leistungsverlust. Dieser Leistungsverlust muss für energieeffiziente Transceiver deutlich reduziert werden. Für die Anwendung in digitalen Leistungsverstärkern ist somit die Untersuchung verlustarmer, kontinuierlich rekonfigurierbarer Filternetzwerke notwendig. Auch unterscheiden sich die Anforderungen an die Linearität und Leistungstragfähigkeit.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden solche rekonfigurierbaren planaren Filter für zukünftige flexible energieeffiziente Transceiver untersucht. Mit dem Fokus auf zukünftige SDR- und CR-Konzepte im Frequenzbereich zwischen 700 MHz und 6 GHz werden Technologien, die ein kontinuierliches Abstimmen, schnelle Reaktionszeit und hohe Abstimmbarkeiten aufzeigen, untersucht. Unter Berücksichtigung des Anwendungsszenarios innerhalb eines HF-Frontends in Bezug auf die Linearitäts- und Leistungsanforderungen werden zum einen kommerzielle Halbleiter- und BST-Dünnschicht-Varaktoren und zum anderen experimentelle BST-Dickschicht-Varaktoren eingesetzt. Im folgenden werden die Gliederung und die Inhalte der Arbeit kurz dargestellt.

Kapitel 2 vermittelt die Grundlagen des Filterentwurfs und der Synthese von Filternetzwerken vor dem Hintergrund der Realisierung rekonfigurierbarer Filter. Hierbei liegt der Fokus auf der allgemeinen transversalen $N+2$ Koppelmatrix, die eine Synthese unterschiedlichster Filtertopologien ermöglicht. Für die Realisierung von rekonfigurierbaren Filtern ist neben steuerbaren Resonatoren die Realisierung von steuerbaren Koppellementen von großer Relevanz. Hierzu werden im Weiteren die gängigen Verfahren zur Extraktion des externen Gütefaktors, der Interresonator-Kopplung und der Koppelmatrix vorgestellt.

In Kapitel 3 werden rekonfigurierbare Bandpassfilter mit einer kontinuierlich abstimmbaren Mittenfrequenz und Bandbreite analysiert. Bei den rekonfigurierbaren Filternetzwerken liegt der Fokus auf einer definierten Filter-Charakteristik mit einer konstanten minimalen Rückflussdämpfung im gesamten Abstimmbereich. Dies wird in einem vollständig rekonfigurierbaren Allpol-Bandpassfilter und einem quergekoppelten Bandpassfilter untersucht.

Die Untersuchungen in [Wie17; Mau11] lassen die BST-Dickschicht-Varaktoren aufgrund ihrer hohen Leistungstragfähigkeit und Linearität als eine Schlüsseltechnologie für steuerbare

Komponenten in Leistungsanwendungen erscheinen. Im Rahmen eines Technologievergleichs in Kapitel 4 werden die oben erwähnten Varaktor-Technologien im Hinblick auf Leistungsanwendungen in einem Filternetzwerks untersucht. Hierbei werden die Klein- und Großsignaleigenschaften eines rekonfigurierbaren Filternetzwerks untersucht und miteinander verglichen. Die Ergebnisse dienen als Grundlage zur Technologieauswahl für Filternetzwerke für Leistungsanwendungen.

Die Untersuchung und Realisierung von neuartigen, rekonfigurierbaren Ausgangsfiltern für effiziente digitale Leistungsverstärker wird in Kapitel 5 vorgestellt. Dieses bildet den Schwerpunkt dieser Arbeit. Im ersten Schritt wird ein rekonfigurierbarer diskreter Bandpassfilter erster Ordnung aufgebaut. Hierbei zeigt das Bandpassfilter eine geringe Abstimmbarkeit und hohe Verluste. Diese Nachteile werden durch ein in dieser Arbeit entwickeltes neuartiges Filterkonzept vermieden. Es zeichnet sich zusätzlich durch eine skalierbare Abstimmbarkeit, geringe Verluste, eine hohe Linearität und eine hohe Leistungstragfähigkeit aus. Zur Validierung des Konzeptes werden zwei unterschiedliche rekonfigurierbare Ausgangsfilter realisiert und messtechnisch analysiert. Anschließend werden alle drei entwickelten Ausgangsfilter in einen digitalen Leistungsverstärker implementiert und in Bezug auf ihre Ausgangsleistung und Effizienz über den gesamten Abstimbereich untersucht und verglichen.

Abschließend werden in Kapitel 6 die erzielten Forschungsergebnisse zusammengefasst und es wird auf der Grundlage dieser Erkenntnisse ein Ausblick auf weitere Forschungsaspekte und zukünftige Anwendungsfelder gegeben.

2 Grundlagen Filterentwurf und Netzwerksynthese

Das folgende Kapitel stellt die Grundlagen des klassischen Filterentwurfs und der Netzwerksynthese dar und erweitert diese an entsprechenden Stellen in Bezug auf rekonfigurierbare Filter. Die für den Filterentwurf wichtigen Schritte sind die Definition der Filterparameter wie z. B. die Filterordnung und die Bestimmungen der Tiefpass-Prototypenfunktion mit den charakteristischen Polynomen. In der Netzwerksynthese wird für die zuvor bestimmten charakteristischen Polynome ein geeignetes Filternetzwerk bestimmt. Für die Realisierung von gekoppelten Filternetzwerken muss der Bezug zwischen den geforderten Koppelfaktoren und deren physikalischer Implementierung hergestellt werden. Hierzu müssen die Koppelfaktoren aus den Streuparametern einer physikalischen Implementierung extrahiert werden.

In Abschnitt 2.1 werden die charakteristischen Polynome und deren Beziehung zu den Streuparametern eingeführt. Nachfolgend wird eine allgemeine Synthese der charakteristischen Polynome für Tschebyschefffilter mit beliebiger Ordnung, vordefinierten Übertragungsnullstellen und symmetrischer oder asymmetrischer Filter-Charakteristik vorgestellt. In Abschnitt 2.2 wird die klassische Filtersynthese von Allpol-Filterfunktionen in diskrete Tiefpass-Netzwerke und deren Transformation, unter Verwendung von Impedanzinvertern oder Admittanzinvertern, zu einem gekoppelten Filternetzwerk beschrieben. Ein weiterer Schwerpunkt liegt auf der Beschreibung der von Cameron eingeführten transversalen $N + 2$ Koppelmatrix, die auf den Arbeiten von Atia und Williams in den 1970er Jahren aufbaut [AW71; Cam03]. Diese ermöglicht zusätzlich die Abbildung kanonischer Filterfunktionen und eine einfache Transformation der Koppelmatrix zu unterschiedlichen Filtertopologien. In Abschnitt 2.3 werden allgemeine Verfahren zur Extraktion des externen Gütefaktors und der Interresonator-Kopplungen aus Streuparametern dargestellt. Dies umfasst zum einen Verfahren zur Extraktion der Koppelfaktoren aus isolierten Koppelstrukturen und zum anderen das von Macchiarella erweiterte Verfahren zur Extraktion der Koppelmatrix aus verlustbehafteten Streuparametern eines gesamten Filternetzwerks. Hierbei wird die unbelastete Güte der einzelnen Resonatoren bestimmt und zur Modellierung der Filterverluste verwendet [Mac10].

2.1 Grundlagen des Filterentwurfs

Es existieren viele Klassifizierungen von Mikrowellenfiltern auf Grundlage ihres Amplituden- und Phasengangs. Abhängig vom Frequenzbereich des Durchlassbereichs lassen sich Filter in

die übergeordneten Klassen der Tiefpass-, Bandpass-, Bandstopp- und Hochpassfilter einordnen. Hinsichtlich der Bandbreite lassen sich Filter weiter in Schmalband- und Breitbandfilter unterteilen. Zusätzlich lassen sich die Filterstrukturen auf der Basis ihrer physikalischen Implementierung in Interdigitalfilter, planare Filter, Hohlleiterfilter und viele weitere Klassen aufteilen [LSM02]. Die Grundlage aller Filter bildet der Filterentwurf mit den charakteristischen Polynome und den dazugehörigen Tiefpass-Prototypen.

2.1.1 Charakteristische Polynome und Streuparameter

Ein beliebiges, verlustfreies Prototypfilter N -ter Ordnung ist durch die charakteristischen Polynome $F(s)$, $P(s)$ und $E(s)$ definiert, wobei $s = j\Omega$ die komplexe Tiefpassfrequenzvariable ist. Das Polynom $F(s)$ enthält die Reflexionsnullstellen $s_{11,m}$ und das Polynom $P(s)$ enthält die Übertragungsnullstellen $s_{21,m}$ (engl. *transmission zero*, *TZ*) [CKM18]. Das Polynom $F(s)$ ist vom Grad N und das Polynom $P(s)$ vom Grad n_{TZ} , wobei n_{TZ} die Anzahl der Übertragungsnullstellen ist. Folglich ergeben sich die Polynome zu

$$F(s) = \prod_{m=0}^N (s - s_{11,m}), \quad (2.1)$$

$$P(s) = \prod_{m=0}^{n_{TZ}} (s - s_{21,m}). \quad (2.2)$$

wobei $s_{11,m}$ die Nullstellen des Reflexionskoeffizienten $S_{11}(s)$ und $s_{21,m}$ die Nullstellen des Transmissionskoeffizienten $S_{21}(s)$ sind. Für die Streuparameter eines passiven verlustfreien Filters gilt der Energieerhaltungssatz $|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$. Die Bedingung lässt sich durch Einführen des Polynoms $E(s)$ erfüllen. Die Form des Polynoms $E(s)$ wird als Hurwitzpolynom mit dem Grad N durch den Energieerhaltungssatz impliziert. Hieraus ergibt sich

$$\left| \frac{F(s)}{E(s)} \right|^2 + \left| \frac{P(s)}{E(s)} \right|^2 = 1. \quad (2.3)$$

Folglich ergibt sich die Beziehung zwischen den Polynomen $P(s)$, $F(s)$ und $E(s)$ und den Streuparametern des Filters zu

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{E(s)}, \quad (2.4)$$

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)/\varepsilon_R}{E(s)}, \quad (2.5)$$

wobei ε und ε_R als reelle Konstanten zur Normalisierung der Polynome $P(s)$, $F(s)$ und $E(s)$ dienen.

2.1.2 Tiefpass-Filterprototypen

Es gibt eine Vielzahl an Filterprototypen, die sich durch die Position der Reflexionsnullstellen und Übertragungsnullstellen unterscheiden. Die gängigsten Filterprototypen sind

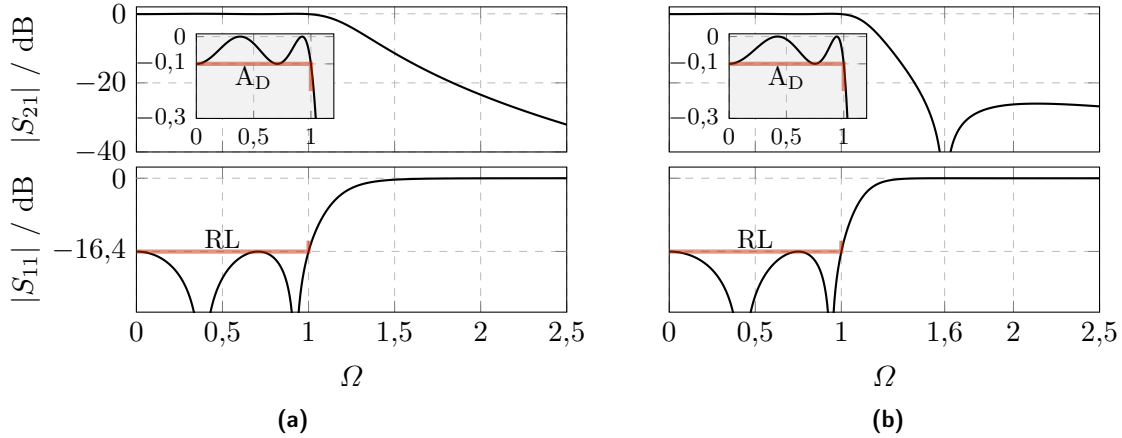


Abbildung 2.1: Prototypenfunktion eines Tschebyscheff-Tiefpassfilters vierter Ordnung mit einer minimalen *equiripple* Rückflusdämpfung RL von 16,4 dB (a) als Allpol-Funktion und (b) mit zwei Übertragungsnullstellen bei $\Omega_{TZ} = \pm 1,6$.

Butterworth- und Tschebyscheffprototypen und Cauerfunktionen. Die optimale theoretische Filterfunktion zeichnet sich durch minimale Reflexion, linearen Phasengang im Durchlassbereich, maximale Reflexion und keine Transmission im Sperrbereich aus und wird allgemein als si-Filter oder Küpfmüller-Tiefpass bezeichnet. Ein si-Filter ist aufgrund seiner nicht-kausalen und unendlich langen Impulsantwort nicht realisierbar. Eine Annäherung an den si-Filter wird erreicht, indem alle Reflexionsnullstellen im Durchlassbereich und alle Übertragungsnullstellen des Polynoms $P(s)$ im Sperrbereich liegen. Filterfunktionen, die keine Übertragungsnullstellen bei endlichen Frequenzen besitzen, werden Allpol-Filter genannt, wie z. B. Butterworth- und Tschebyschefffilter. Cauerfilter, auch elliptische Filter genannt, besitzen Übertragungsnullstellen bei endlichen Frequenzen und ermöglichen hierdurch steile Filterflanken. Allgemein führen Übertragungsnullstellen bei endlichen Frequenzen zu einem reduzierten Abfall der Amplitude oberhalb der Übertragungsnullstellen und somit zu einer insgesamt niedrigeren Dämpfung im Sperrbereich [CKM18]. Weiterhin verursachen Übertragungsnullstellen, die dicht am Durchlassbereich platziert sind, steigende Gruppenlaufzeitschwankungen, die wiederum zu Signalverzerrungen führen.

Tschebyscheff-Prototypenfunktion zeichnen sich im Vergleich zu Butterworthfiltern durch ein höhere Flankensteilheit oberhalb der Grenzfrequenz des Durchlassbereichs bei $\Omega_c = \pm 1$ aus. In Abbildung 2.1 a sind die Streuparameter einer Tschebyscheff-Prototypenfunktion vierter Ordnung gezeigt. Im Durchlassbereich besitzen Tschebyscheff-Prototypenfunktion einen gleichmäßig welligen (engl. *equiripple*) Amplitudengang, der durch die maximale Dämpfungsschwankung A_D beziehungsweise die minimale Rückflusdämpfung RL definiert ist. Diese Filter-Charakteristik führt zu einem über dem Durchlassbereich verteilte Dämpfung. Im Gegensatz dazu führt eine monotoner Amplitudengang im Durchlassbereich von Butterworthfiltern typischerweise zu einer steigenden Dämpfung nahe der Bandkante. Im Sperrbereich zeigt der Tschebyscheff-Prototypfunktion einen flachen, abfallenden Verlauf. Mit steigender Dämpfungsschwankung A_D nimmt die Steigung der Filterflanke zu. In der

Praxis liegt die Dämpfungsschwankung A_D bei sehr geringen Werten $A_D \ll 1$ dB, sodass die minimale Rückflusdämpfung RL Verwendung findet. Die Beziehung zwischen der Dämpfungsschwankung A_D und der minimalen Rückflusdämpfung RL in dB ergibt sich aus dem Energieerhaltungssatz zu:

$$RL = 20 \log \sqrt{1 - 10^{-A_D/10}} \quad (2.6)$$

Der Betrag der Übertragungsfunktion eines Tschebyschefffilters ist gegeben durch

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_c^2 T_N^2(\Omega)}}, \quad (2.7)$$

wobei die Konstante ε_c sich auf die maximale Dämpfungsschwankung A_D bezieht

$$\varepsilon_c = \sqrt{10^{A_D/10} - 1} \quad (2.8)$$

und $T_N(\Omega)$ das Tschebyscheffpolynom N -ten Grades ist

$$T_N(\Omega) = \begin{cases} \cos(N \cos^{-1}(\Omega)) & \text{für } |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(N \cosh^{-1}(\Omega)) & \text{für } |\Omega| > 1 \end{cases}, \quad (2.9)$$

[MJY80; Hon11]. Die Prototypenfunktion in Abbildung 2.1 a ist für eine maximale Dämpfungsschwankung $A_D = 0,1$ dB entwickelt, welche einer minimalen Rückflusdämpfung RL von 16,4 dB im Durchlassbereich entspricht.

Eine verallgemeinerte Tschebyscheff-Prototypenfunktion mit einem gleichmäßigen welligen Amplitudengang im Durchlassbereich und zusätzlichen Übertragungsnullstellen im Sperrbereich wurde von Rhodes *et. al* in [RA80] vorgestellt. Diese Klasse von Filtern bietet eine Alternative zu elliptischen Filterfunktionen, die insbesondere aufgrund ihrer benötigten Elementwerte im Mikrowellenbereich schwierig realisierbar sind [Als86; Als82]. In den Arbeiten von Cameron [Cam82; Cam99] wird eine neue rekursive Synthesemethode für verallgemeinerte Tschebyscheff-Prototypenfunktionen vorgestellt. Die Methode eignet sich zur Synthese von symmetrischen und asymmetrischen Filterfunktionen gerader und ungerader Ordnung. Weiterhin können bis zu $n_{TZ} = N$ Übertragungsnullstellen in den Sperrbereich bei endlichen Frequenzen eingefügt werden. Im Folgenden wird diese Synthesemethode aus [Cam99] vorgestellt, die zur Berechnung der charakteristischen Polynome $F(s)$, $P(s)$ und $E(s)$ dient.

Die reelle Konstante zur Normalisierung der höchsten Koeffizienten der charakteristischen Polynome berechnet sich durch

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(\Omega)}{F(\Omega)/\varepsilon_R} \right|_{\Omega=\pm 1}, \quad (2.10)$$

wobei RL die minimalen Rückflusdämpfung im Durchlassbereich ist. Für kanonische Filterfunktionen mit $n_{TZ} = N$ Übertragungsnullstellen lässt sich ε_R aus dem Energieerhaltungssatz zu $\varepsilon_R = \varepsilon/\sqrt{\varepsilon^2 - 1}$ ableiten. Für nicht kanonische Filterfunktionen mit $n_{TZ} \leq N$ ergibt

sich $\varepsilon_R = 1$. Aus der Verwendung des Energieerhaltungssatzes $|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$ eines verlustfreien Netzwerkes und den Gleichungen (2.5) und (2.4) folgt

$$S_{21}^2(\Omega) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\Omega)}, \quad (2.11)$$

wobei

$$C_N(\Omega) = \frac{F(\Omega)}{P(\Omega)} \quad (2.12)$$

die Filterfunktion vom Grad N ist. Hierbei gilt $n_{TZ} \leq N$, wobei n_{TZ} der Grad des Polynoms $P(s)$ ist, welches die Übertragungsnullen an endlichen Frequenzpositionen beinhaltet. Die allgemeine Tschebyscheff-Charakteristik ergibt sich zu

$$C_N(\Omega) = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n) \right], \quad (2.13)$$

mit

$$x_n(\Omega) = \frac{\Omega - 1/\Omega_N}{1 - \Omega/\Omega_N} \quad (2.14)$$

wobei $j\Omega_n = s_n$ die Frequenz der n -ten Übertragungsnullstelle in der komplexen s -Ebene ist [Cam99]. Der Zähler der Filterfunktion $C_n(\Omega)$ ergibt sich aus Gleichung (2.13) zu

$$\text{Num}[C_N(\Omega)] = \frac{1}{2}[G_N(\Omega) + G'_N(\Omega)] = F(\Omega), \quad (2.15)$$

wobei

$$G_N(\Omega) = \prod_{n=1}^N [c_n + d_n] = \prod_{n=1}^N \left[\left(\Omega - \frac{1}{\Omega_n} \right) + \Omega' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{\Omega_n^2} \right)} \right], \quad (2.16)$$

$$G'_N(\Omega) = \prod_{n=1}^N [c_n - d_n] = \prod_{n=1}^N \left[\left(\Omega - \frac{1}{\Omega_n} \right) - \Omega' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{\Omega_n^2} \right)} \right] \quad (2.17)$$

mit $\Omega' = \sqrt{(\Omega^2 - 1)}$. Im Folgenden werden die charakteristischen Polynome durch die Anwendung einer rekursiven Technik bestimmt. Der Rekursionszyklus wird durch Einsetzen der ersten Übertragungsnullstelle Ω_1 in Gleichung (2.16) initiiert

$$G_1(\Omega) = \left(\Omega - \frac{1}{\Omega_1} \right) + \Omega' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{\Omega_1^2} \right)} = U_1(\Omega) + V_1(\Omega), \quad (2.18)$$

mit den Polynomen

$$U_N(\Omega) = u_0 + u_1\Omega + u_2\Omega^2 + \dots + u_N\Omega^N \quad (2.19)$$

$$V_N(\Omega) = \Omega'(v_0 + v_1\Omega + v_2\Omega^2 + \dots + v_N\Omega^N). \quad (2.20)$$

Im ersten Durchlauf des Rekursionszykluses $n = 2$ folgt nach Gleichung (2.16) und Einsetzen der zweiten Übertragungsnullstelle

$$G_2(\Omega) = [U_1(\Omega) + V_1(\Omega)] \cdot \left[\left(\Omega - \frac{1}{\Omega_2} \right) + \Omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_2^2}} \right] = U_2(\Omega) + V_2(\Omega). \quad (2.21)$$

Die Rekursion wird bis zur N -ten Übertragungsnullstelle durchgeführt, wobei alle Übertragungsnullstellen bei $\Omega_n = \infty$ mitberücksichtigt werden müssen. In einem weiteren Schritt wird die Rekursion mit dem Polynom $G'_n(\Omega)$ in Gleichung (2.17) durchgeführt. Es lässt sich zeigen, dass $U_N(\Omega) = U'_N(\Omega)$ und $-V_N(\Omega) = V'_N(\Omega)$ gilt und folglich der Zähler von $C_n(\Omega)$ das charakteristische Polynom $F(\Omega)$ ist:

$$\text{Num}[C_n(\Omega)] = \frac{1}{2}((U_N(\Omega) + V_N(\Omega) + (U'_N(\Omega) + V'_N(\Omega))) = U_N(\Omega) = F(\Omega). \quad (2.22)$$

Die Nullstellen des Polynoms $U_N(\Omega)$ ergeben direkt die N Reflexionsnullstellen des Polynoms $F(\Omega)$. Das Polynom $P(\Omega)$ ergibt sich direkt aus den vorgegebenen Übertragungsnullstellen

$$P(\Omega) = \begin{cases} \prod_{n=0}^{n_{\text{TZ}}} (\Omega - \Omega_n), n_{\text{TZ}} \geq 1 \\ 1, n_{\text{TZ}} = 0 \end{cases}. \quad (2.23)$$

Das Polynom $E(s)$ lässt sich durch den Energieerhaltungssatz nach Gleichung (2.3) oder Anwenden der *Alternating-Pole-Method* [CKM18; RA80] aus den Nullstellen der Funktion

$$\frac{P(\Omega)}{\varepsilon} - j \frac{F(\Omega)}{\varepsilon_{\text{R}}} = 0 \quad (2.24)$$

konstruieren. Die Hurwitzbedingung in der s -Ebene wird eingehalten, indem alle Nullstellen in der unteren w -Halbebene ($\Omega < 0$) konjugiert werden und folglich in der linken s -Halbebene liegen. In Abbildung 2.1 b sind die Streuparameter einer verallgemeinerten Tschebyscheff-Prototypfunktion vierter Ordnung gezeigt. Die Filterfunktion zeigt eine minimale Rückflussdämpfung RL von 16,4 dB und besitzt zwei symmetrische Übertragungsnullstellen bei $\Omega_{\text{TZ}} = \pm 1,6$.

2.2 Grundlagen der Netzwerksynthese

Die Netzwerksynthese dient der Abbildung einer definierten Filter-Charakteristik durch ein elektrisches Netzwerk bestehend aus Reaktanzen. Hierbei wird die Topologie des Netzwerks sowie die Elementwerte der Reaktanzen bestimmt. Zu Beginn wird die allgemeine Synthese von Allpol-Filterfunktionen und deren Transformation zu gekoppelten Filternetzwerken eingeführt. Der Schwerpunkt liegt auf der von Cameron in [Cam03] eingeführte transversalen $N+2$ Koppelmatrix. Die eine direkte Netzwerksynthese von kanonischen Filterfunktionen mit bis zu $n_{\text{TZ}} = N$ Übertragungsnullstellen in unterschiedliche Filtertopologien ermöglicht.

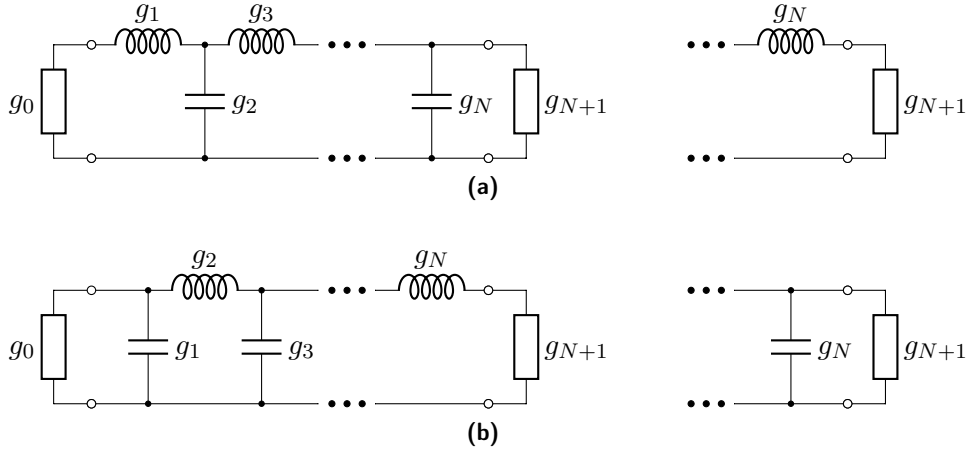


Abbildung 2.2: Allgemeines verlustfreies, diskretes Tiefpass-Netzwerk (a) in einer serien-parallel Konfiguration und (b) in einer parallel-serien Konfiguration mit normalisierten Filterparametern g_0, \dots, g_{N+1} . Für (links) gerade und (rechts) ungerade Ordnung N [Hon11].

2.2.1 Filtersynthese eines diskreten Tiefpass-Netzwerks

Das Ziel der Filtersynthese ist die Abbildung einer vordefinierten Filterfunktion durch die Entwicklung eines Filternetzwerks auf Basis von reaktiven Bauelementen. Das Ersatzschaltbild eines diskreten Tiefpass-Netzwerks für eine gerade und ungerade Filterfunktion eines Allpol-Tiefpassfilters ist in Abbildung 2.2 a in serien-parallel und in Abbildung 2.2 b in parallel-serien Konfiguration gezeigt. Zur Synthese einer Allpol-Tiefpassfilterfunktion wird die Eingangsimpedanz

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{1 + F(s)/E(s)}{1 - F(s)/E(s)} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (2.25)$$

aus den charakteristischen Polynomen $F(s)$, $E(s)$ und der charakteristischen Impedanz Z_0 bestimmt. Bei der Synthese eines diskreten Tiefpass-Netzwerks werden unter Verwendung der Cauer-Methode die N Polstellen im Unendlichen extrahiert [Hel90]. Nach der Extraktion der ersten Polstelle im Unendlichen tritt am Ursprung eine neue Polstelle auf. Der verbleibende Term muss invertiert werden, um die nächste Polstelle im Unendlichen zu extrahieren. Diese Methode wird wiederholt, bis der Grad des Polynoms der Eingangsimpedanz $Z_{\text{in}}(s)$ Null ist. Die N Polstellen werden durch eine Kettenbruchentwicklung aus der Eingangsimpedanz abgetrennt und ergeben beispielsweise für das Netzwerk in Abbildung 2.2 b die folgende Darstellung

$$Z_{\text{in}}(s) = \frac{1}{g_0 s + \cfrac{1}{g_N s + \cfrac{1}{g_{N+1} s}}} \quad (2.26)$$

[Wei57; Hel90; Dar39]. Die Filterparameter g_0, g_1, \dots, g_{N+1} von üblichen normalisierten Prototypfunktionen wie Tschebyscheff- und Butterworth-Charakteristiken finden sich in [Saa79; MJY80]. Für Filterfunktionen mit Übertragungsnullstellen bei endlichen Frequenzen

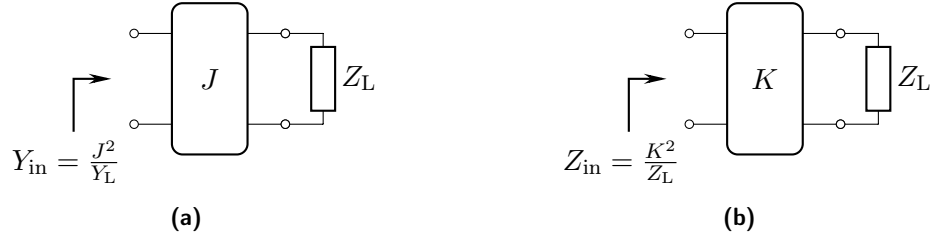


Abbildung 2.3: (a) Admittanz- und (b) Impedanzinverter.

müssen einzelne Reaktanzen durch Resonatoren im diskreten Tiefpass-Netzwerk ersetzt werden. Folglich können die Filterfunktionen nicht durch eine Kettenbruchentwicklung realisiert werden. Für klassische elliptische Filter existieren analytische Verfahren zur Synthese von entsprechenden Netzwerken [SU58; Saa79; SU58].

Eine weitere Möglichkeit, Übertragungsnullstellen in die Filterfunktion einzufügen, sind zusätzliche Querkopplungen zwischen nicht benachbarten Resonatoren [AW71; Tho03]. Weiterhin können zusätzliche Querkopplungen dazu verwendet werden, den Phasengang im Durchlassbereich zu linearisieren.

Impedanz- und Admittanzinverter

Zur Realisierung von Bandpassfiltern im Mikrowellenbereich ist der Einsatz von Resonatoren gleichen Typs von Vorteil, um die Komplexität der Filterschaltung zu reduzieren. Insbesondere zur Realisierung von schmalbandigen Filtern müssen Koppellemente eingeführt werden, die eine schwache Kopplung zwischen den einzelnen Resonatoren ermöglichen [Coh57]. Hierzu ist es wünschenswert, die diskreten Tiefpass-Netzwerke in Abbildung 2.2 ausschließlich aus einer Kaskade gleicher reaktiver Bauelemente, entweder Kapazitäten oder Induktivitäten, zu realisieren.

Eine Transformation eines diskreten Tiefpass-Netzwerks und eine definierte Kopplung zwischen den Resonatoren erfolgt durch Einfügen von Impedanz- oder Admittanzinvertern, deren symbolische Ersatzschaltbilder in Abbildung 2.3 dargestellt sind. Ein idealer Impedanzinverter ist gleichzusetzen mit einem $\lambda/4$ -Transformator mit einer konstanten Wellenimpedanz K und einer frequenzunabhängigen Imagephase von $\pm 90^\circ$ [FL47]. Folglich ergibt sich die Eingangsimpedanz Z_{in} des Impedanzinverters zu

$$Z_{\text{in}} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (2.27)$$

als die invertierte und mit dem Inverterparameter K^2 skalierte Impedanz Z_L . Für den idealen Admittanzinverter mit der Wellenadmittanz J ergibt sich die Eingangsadmittanz zu

$$Y_{\text{in}} = \frac{J^2}{Y_L}. \quad (2.28)$$

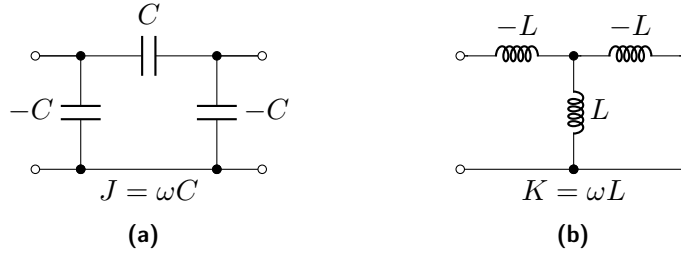


Abbildung 2.4: Implementierungen von (a) Admittanzinverter und (b) Impedanzinverter.

Aufgrund der invertierenden Wirkung kann eine in Reihe geschaltete Induktivität in eine parallele Kapazität transformiert werden und umgekehrt. Allgemein ist eine frequenzunabhängige Imagephase nicht realisierbar. Jeder Ansatz eines Impedanz- oder Admittanzinverters weist eine frequenzabhängige Phase auf und stellt somit immer eine bandbegrenzte Approximation eines idealen Inverters dar.

Eine der einfachsten Implementierungen eines Inverters ist eine Übertragungsleitung mit der elektrischen Länge $\Theta = \lambda/4$ und einer Wellenimpedanz K für einen Impedanzinverter oder einer Wellenadmittanz J für einen Admittanzinverter. Diese Implementierung eignet sich aufgrund der frequenzabhängigen elektrischen Länge der Übertragungsleitungen nur für schmalbandige Filternetzwerke.

Abgesehen von $\lambda/4$ -Übertragungsleitungen finden sich in der Literatur eine Vielzahl an Schaltungen, die als Inverter fungieren und eine größere Bandbreite aufweisen. In Abbildung 2.4 sind zwei Schaltungen von klassischen Impedanz- und Admittanzinvertern gezeigt. Die Netzwerke in Abbildung 2.4 a und Abbildung 2.4 b zeigen eine Phasenverschiebung von -90° beziehungsweise $+90^\circ$. Die negativen Bauteilwerte in den Inverternetzwerken lassen sich in den parallel oder in Serie geschalteten Resonatoren kompensieren [MJY80]. Für eine steuerbare Implementierung eines Inverternetzwerkes werden die statischen positiven Reaktanzen durch abstimmbare Komponenten ersetzt. Für die Reaktanzen des Internetzwerkes gilt, dass deren Betrag gleich ist. Hierdurch wird zum Beispiel die Resonanzfrequenz der benachbarten Resonatoren durch eine steuerbare Koppelkapazität C und explizit durch die zu kompensierenden negativen Kapazitäten $-C$ verstimmt.

Schlussfolgernd lässt sich das diskrete Tiefpass-Netzwerk aus Abbildung 2.2 durch Einfügen von Admittanzinvertern in eine Kaskade aus parallel geschalteten Kapazitäten umformen, siehe Abbildung 2.5. Dieses Netzwerk weist das gleichen Übertragungsverhalten wie das des

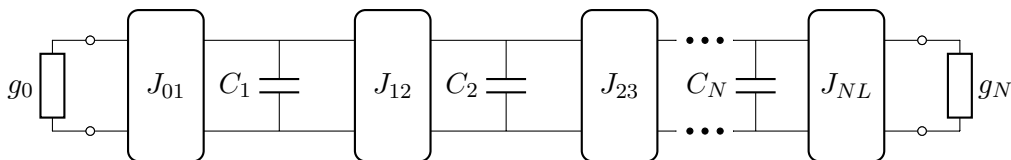


Abbildung 2.5: Filternetzwerk eines durch Admittanzinverter umgeformten diskreten Tiefpass-Netzwerks.

ursprünglichen diskreten Tiefpass-Netzwerks auf. Die Inverterparameter ergeben sich für das gekoppelte Filternetzwerk in Abbildung 2.5 zu

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_S C_1}{g_0 g_1}}, \quad (2.29)$$

$$J_{k,k+1} = \sqrt{\frac{C_k C_{k+1}}{g_k g_{k+1}}}, \quad (2.30)$$

$$J_{N,N+1} = \sqrt{\frac{C_N G_L}{g_N g_{N+1}}} \quad (2.31)$$

wobei g_0 und g_N die Quellen- beziehungsweise Lastadmittanz ist und C_k die Elementwerte der parallel geschalteten Kapazitäten sind [Mat60]. Aus den Gleichungen (2.29) bis (2.31) lässt sich erkennen, dass durch die Wahl des Inverterparameters J die Last- und Quellenadmittanz sowie die reaktiven Bauelemente beliebig gewählt werden können, wobei die Übertragungsfunktion unverändert bleibt. Eine Umformung mit Impedanzinvertern führt zu einer Kaskade aus in Serie geschalteten Induktivitäten. Das Ersatzschaltbild solch einer Kaskade und deren Inverterparameter findet sich in [MJY80].

2.2.2 Koppelmatrix

Durch die Einführung von Querkopplungen innerhalb einer Filterstruktur können zusätzliche Übertragungsnullstellen in die Filterfunktion eingefügt werden und/oder der Phasengang im Durchlassbereich linearisiert werden [Rho70a; Rho70b; Rho73; AW71]. An dieser Stelle soll hervorgehoben werden, dass die Kopplungen zwischen Resonatoren entlang des Hauptpfades als Interresonator-Kopplungen sowie die Kopplungen zwischen Resonatoren und der Quellenbeziehungsweise Lastimpedanz als I/O-Kopplung bezeichnet werden. Die Koppelmatrix stellt eine vollständige Repräsentation eines gekoppelten normalisierten Tiefpassfilters mit allen möglichen Interresonator-, I/O- und Querkopplungen sowie einer direkten Kopplung zwischen der Quellen- und Lastimpedanz dar. In Abbildung 2.6 ist ein multi-gekoppeltes Filternetzwerk mit N Tiefpassfiltersektionen gezeigt. Zur Realisierung von asymmetrischen Filterfunktionen müssen einzelne Resonatoren von der Mittenfrequenz des Filters verstimmt werden [Bau57]. Hierzu wird in jeder Tiefpasssektion, bestehend aus einer Kapazität C_k , eine zusätzliche frequenzunabhängige Suszeptanz B_k (engl. *frequency-independent reactance*, *FIR*)¹ eingefügt.

Die Admittanzmatrix \mathbf{Y}' des Filternetzwerks in Abbildung 2.6 besitzt die Dimension $(N+2) \times (N+2)$, wobei die erste Zeile und Spalte den Index S für die Quelle (engl. *source*) und die letzte Zeile und Spalte den Index L für die Last (engl. *load*) trägt. Die Matrix \mathbf{Y}' lässt sich in ihren reinen resistiven und reaktiven Teil aufspalten

$$\mathbf{Y}' = \mathbf{G} + (s\mathbf{I} + \mathbf{j}\mathbf{m}) = \mathbf{G} + \mathbf{Y} \quad (2.32)$$

¹Die Abkürzung FIR wird sowohl für frequenzunabhängige Reaktanzen als auch für frequenzunabhängige Suszeptanzen verwendet[Bau57; CKM18].

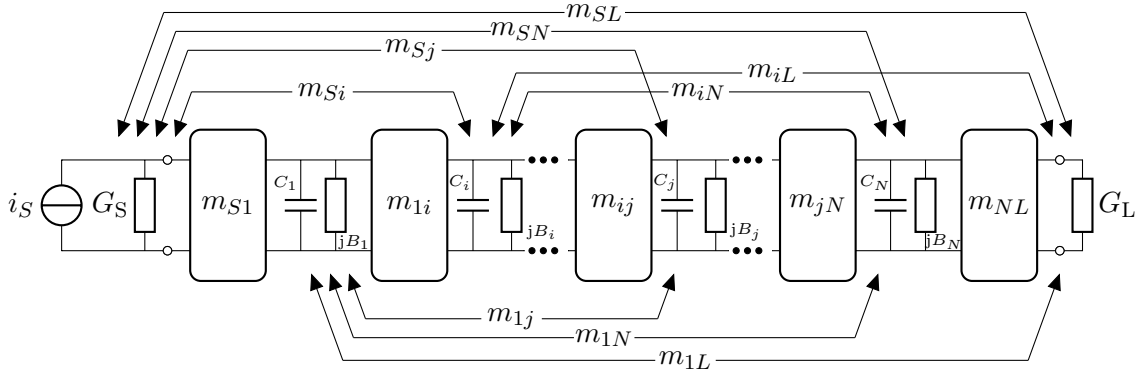


Abbildung 2.6: Allgemeines Filternetzwerk mit Interresonator-, I/O- und Querkopplungen mit der normalisierten Quellen- und Lastadmittanz G_S beziehungsweise G_L [Cam11]. © 2011 IEEE

wobei \mathbf{G} nur die rein reellen Leitwerte der Quellen- und Lastimpedanz beinhaltet und der Term $\mathbf{Y} = (\mathbf{U} + j\mathbf{m})$ den reaktiven Teil bildet. Die Matrix \mathbf{U} ist eine Diagonalmatrix mit der Frequenzvariable $s = j\Omega$, wobei die Einträge $U_{SS} = U_{LL} = 0$ sind. Die Koppelmatrix

$$\mathbf{m} = \begin{pmatrix} 0 & m_{S1} & \dots & \dots & m_{SN} & m_{SL} \\ m_{1S} & B_1 & m_{12} & \dots & m_{1N} & m_{1L} \\ \vdots & m_{21} & B_2 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \cdot & \vdots \\ m_{NS} & m_{N1} & \dots & \cdot & B_N & m_{NL} \\ m_{LS} & m_{L1} & \dots & \dots & m_{LN} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

beinhaltet alle Interresonator-, I/O-Kopplungen, die direkte Kopplung zwischen der Quellen- und Lastimpedanz sowie die Werte der Suszeptanz B auf der Hauptdiagonalen [CKM18]. Die Werte auf der Hauptdiagonalen werden als Eigenkopplungen $m_{ii} = B_i$ bezeichnet. Diese Form der Matrix \mathbf{m} wird im Allgemeinen als kanonische Koppelmatrix bezeichnet, da sie die direkte Kopplung zwischen der Quellen- und Lastimpedanz beinhaltet. Koppelmatrizen sind immer symmetrisch, da die betrachteten Filternetzwerke reziprok sind.

Es existieren verschiedene Repräsentationen von kanonischen Koppelmatrizen, wobei die transversale $N+2$ Koppelmatrix Vorteile bei der Anwendung von Ähnlichkeitstransformationen besitzt [Cam03]. Eine vollbesetzte Koppelmatrix ist in vielen Fällen in einer physikalischen Implementierung nicht realisierbar. Durch Ähnlichkeitstransformationen kann die Koppelmatrix in eine Form mit einer minimalen Anzahl an Kopplungen überführt werden, die sich für eine physikalische Implementierung besser eignet. Die transversale $N+2$ Koppelmatrix bildet ein kanonisches, transversales Filternetzwerk mit N parallel geschalteten Tiefpassfiltersektionen erster Ordnung ab, die ausschließlich eine Kopplung zur Quellen- und Lastimpedanz jedoch keine Interresonator-Kopplungen besitzen. Zusätzlich besitzt das

Filternetzwerk die direkte Kopplung m_{SL} zwischen der Quellen- und Lastimpedanz, siehe Abbildung 2.7. Folglich ergibt sich die transversale $N+2$ Koppelmatrix zu

$$\mathbf{m} = \begin{pmatrix} 0 & m_{S1} & m_{S2} & \dots & m_{SN} & m_{SL} \\ m_{1S} & m_{11} & 0 & \dots & 0 & m_{1L} \\ m_{2S} & 0 & m_{22} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ m_{NS} & 0 & \dots & 0 & m_{NN} & m_{NL} \\ m_{LS} & m_{L1} & \dots & \dots & m_{LN} & 0 \end{pmatrix}, \quad (2.34)$$

wobei alle Interresonator-Kopplungen Null sind und somit eine einfache Transformation zu anderen Matrixformen durch Ähnlichkeitstransformationen ermöglicht wird [CKM18].

Im folgenden wird die Synthesemethode der transversalen $N+2$ Koppelmatrix nach Cameron *et al.* [CKM18] beschrieben. Alle Kapazitäten der Tiefpasssektionen sind normalisiert $C_k = 1$, wobei nur $s = j\Omega$ übrig bleibt und $B_k = -\lambda_k$ einen möglichen Frequenzversatz von der Mittenfrequenz f_0 des Filters beschreibt.

Zur Synthese der Koppelmatrix wird die Admittanzmatrix \mathbf{Y} zum einen aus dem Filternetzwerk in Abbildung 2.7 b gebildet und zum anderen aus den charakteristischen Polynomen abgeleitet. Nachfolgend können die Beziehungen zwischen dem Filternetzwerk und den charakteristischen Polynomen durch einen Koeffizientenvergleich hergestellt werden.

Die \mathbf{ABCD} -Transfermatrix einer k -ten Tiefpassfiltersektion in Abbildung 2.7 b mit den I/O-Kopplungen m_{Sk} und m_{kL} ist gegeben durch

$$\begin{aligned} \mathbf{ABCD}_k &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{m_{Sk}} \\ jm_{Sk} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{m_{kL}} \\ jm_{kL} & 0 \end{bmatrix} \\ &= - \begin{bmatrix} \frac{m_{kL}}{m_{Sk}} & \frac{(sC_k + jB_k)}{m_{Sk}m_{kL}} \\ 0 & \frac{m_{Sk}}{m_{kL}} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

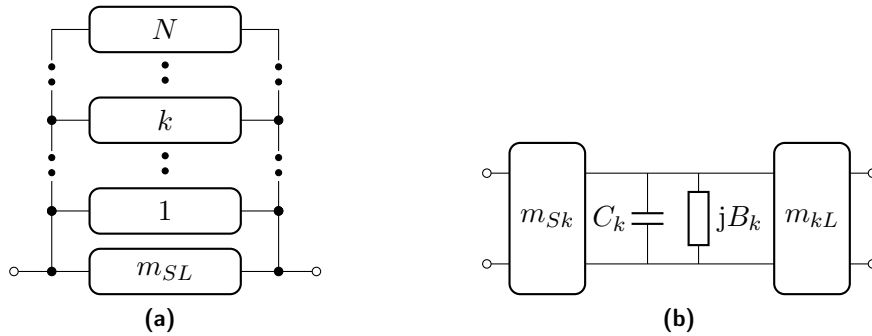


Abbildung 2.7: (a) Kanonisches, transversales Filternetzwerk mit N Tiefpassfiltersektionen und einer direkten Kopplung zwischen der Quellen- und Lastimpedanz m_{SL} (b) k -te Tiefpassfiltersektion mit den I/O-Kopplungen m_{Sk} zur Quellenimpedanz und m_{kL} zur Lastimpedanz, der frequenzunabhängige Suszeptanz B_k und der Kapazität C_k [Cam03]. © 2003 IEEE

Die Admittanzmatrix einer einzelnen Tiefpassfiltersektion ergibt sich folglich durch Umformung der Transfermatrix in Gleichung (2.35) [BK64]:

$$\mathbf{Y}_k = \begin{bmatrix} y_{11k}(s) & y_{12k}(s) \\ y_{21k}(s) & y_{22k}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{(sC_k + jB_k)} \begin{bmatrix} m_{Sk}^2 & m_{Sk}m_{kL} \\ m_{Sk}m_{kL} & m_{kL} \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Die Admittanzmatrix \mathbf{Y}_N des kanonischen, transversalen Filternetzwerks in Abbildung 2.7 ergibt sich aus der Parallelschaltung von N Tiefpassfiltersektionen und der direkten Kopplung m_{SL} zwischen der Quellen- und Lastimpedanz

$$\mathbf{Y}_N = j \begin{bmatrix} 0 & m_{SL} \\ m_{SL} & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=0}^N \frac{1}{(sC_k + jB_k)} \begin{bmatrix} m_{Sk}^2 & m_{Sk}m_{kL} \\ m_{Sk}m_{kL} & m_{kL} \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

Im Folgenden wird die Admittanzmatrix \mathbf{Y}_N des kanonischen, transversalen Filternetzwerks durch die charakteristischen Polynome bestimmt. Zu Beginn wird die Transfermatrix \mathbf{ABCD}_N des Filternetzwerks aus ihren charakteristischen Polynomen $E(s)$, $F(s)$ und $P(s)$ erzeugt:

$$\mathbf{ABCD}_N = \frac{1}{jP(s)/\varepsilon} \begin{bmatrix} A_n(s) & B_n(s) \\ C_n(s) & D_n(s) \end{bmatrix}, \quad (2.38)$$

wobei die Einträge das gemeinsame Nennerpolynom $P(s)/\varepsilon$ besitzen. Die Polynome $A_n(s)$, $B_n(s)$, $C_n(s)$ und $D_n(s)$ leiten sich aus den Streuparametern und deren Beziehung zu den charakteristischen Polynomen, wie im Anhang A beschrieben, ab.

Folglich ergeben sich die Admittanzparameter eines Zweitorts mit einer normierten Quellen- und Lastimpedanz von 1Ω unter Verwendung der allgemeinen Beziehungen zwischen \mathbf{ABCD} - und \mathbf{Y} -Parametern zu

$$y_{21} = \frac{P(s)/\varepsilon}{B_n(s)}, \quad (2.39)$$

$$y_{22} = \frac{A_n(s)}{B_n(s)} \quad (2.40)$$

[BK64]. Durch eine Partialbruchzerlegung der Gleichung (2.39) und (2.40) ergeben sich deren Residuen r_{21k} und r_{22k} sowie die rein reellen Eigenwerte λ_k [AW71; Cam03]. Die Eigenwerte bilden die komplexen Nullstellen des gemeinsamen Nennerpolynoms $y_d(s)$ der Admittanzmatrix

$$\mathbf{Y}_N = \frac{1}{y_d(s)} \begin{bmatrix} y_{11n}(s) & y_{12n}(s) \\ y_{21n}(s) & y_{22n}(s) \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{bmatrix} z + \sum_{k=0}^N \frac{1}{s - j\lambda_k} \begin{bmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{bmatrix}, \quad (2.41)$$

wobei die reelle Konstante $K_0 = 0$ ist. Ausgenommen davon sind kanonische Filterfunktionen mit $n_{TZ} = N$. In diesem Fall muss die Konstante gesondert bestimmt werden, was in diesem Kontext nicht näher betrachtet wird. Die genaue Vorgehensweise ist in der einschlägigen Literatur beschrieben [CKM18].

Durch einen Koeffizientenvergleich zwischen Gleichung (2.41) und (2.37) ergeben sich

$$C_k = 1 \text{ und } B_k \equiv m_{kk} = -\lambda, \quad (2.42)$$

$$m_{SL} = K_0, \quad (2.43)$$

$$m_{Lk} = \sqrt{r_{22k}}, \quad (2.44)$$

$$m_{Sk} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} = \sqrt{r_{11k}} \quad (2.45)$$

mit dem Index $k = 1, 2, \dots, N$. Nach der abgeschlossenen Synthese besitzt die Matrix die Gestalt der Matrix in (2.34).

Für eine physikalische Implementierung ist die Gestalt der transversalen $N+2$ Koppelmatrix nicht geeignet und muss durch die Anwendung von Ähnlichkeitstransformationen in eine geeignete Form überführt werden. Die bekanntesten Formen sind die *Folded-* [Cam99] und *Arrow-Form* [Bel82], die eine kanonische Filterfunktion mit $n_{TZ} = N$ Übertragungsnullstellen abbilden können. Weitere Konfigurationen sind zum Beispiel die *Cul-de-Sac-* [Cam03; Fat07], *Trisections-* [Lev76] oder *Pfitzenmaier-Form* [Pfi77; CR80]. Diese Formen besitzen Vorteile bei der Isolation zwischen Eingang und Ausgang, die sich direkt auf die Dämpfung im Sperrbereich auswirken. Jedoch sind diese genannten Formen in der Position der Übertragungsnullstellen und/oder in deren Anzahl limitiert. Nach der Ähnlichkeitstransformation bleiben die Eigenvektoren und Eigenwerte der Matrix erhalten, sodass die transformierte Matrix die gleichen Transfer- und Reflexionseigenschaften wie die ursprüngliche Matrix aufweist. Die Transformationssequenzen für die einzelnen Konfigurationen finden sich in der einschlägigen Literatur [CHR02; Gan00; CR80].

Filternetzwerke, die der transformierten Koppelmatrix entsprechen, lassen sich durch einen ungerichteten Graph bestehend aus Knoten und Verbindungen darstellen. In Abbildung 2.8 ist der Graph für ein kanonisches Filternetzwerk 6. Ordnung in der *Folded-Form* dargestellt. Die Knoten des Graphs repräsentieren hierbei zum einen die Resonatoren und zum anderen die nicht resonanten Knotenpunkte des Filternetzwerks, in diesem Fall die Quellen- und Lastimpedanz. Die Verbindungen zwischen den Knoten stellen die Interresonator-, I/O- und Querkopplung entsprechend der Koppelmatrix zwischen den resonanten und nicht resonanten Knoten dar.

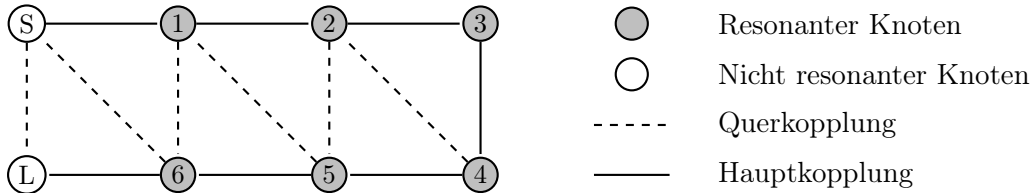


Abbildung 2.8: Graph eines kanonischen Filternetzwerkes sechster Ordnung in der *Folded-Form*.

Skalierung der Koppelmatrix

Nachdem die normalisierte Koppelmatrix für eine entsprechende Filtercharakteristik berechnet ist, muss diese im nächsten Schritt in den gewünschten Frequenzbereich transformiert werden. An dieser Stelle wird die Transformation in den Bandpassbereich angestrebt. Hierfür wird die normalisierte Mittenfrequenz Ω_c auf die Mittenfrequenz ω_0 in der Bandpass-Ebene verschoben und die Bandbreite auf die obere und untere Grenzfrequenz ω_2 beziehungsweise ω_1 skaliert. Die Transformation ist gegeben zu

$$s = j \frac{\omega_0}{\omega_1 - \omega_2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (2.46)$$

wobei $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ die Mittenfrequenz und ω die Frequenzvariable in der Bandpass-Ebene ist. Für einen Bandpassfilter mit einer definierten Mittenfrequenz $f_0 = \omega_0/2\pi$ und Bandbreite B werden die denormalisierten Koppelfaktoren k_{ij} verwendet. Physikalisch entspricht der Koppelfaktor k_{ij} dem Verhältnis zwischen gekoppelter und gespeicherter Energie zwischen den Resonatoren mit den Indizes i und j . Die Resonatoren sind durch das H -Feld und das E -Feld gekoppelt, so dass der Kopplungskoeffizient aus einem elektrischen und magnetischen Kopplungskoeffizienten $k_{E,ij}$ und $k_{M,ij}$ besteht:

$$k_{ij} = k_{E,ij} \pm k_{M,ij}. \quad (2.47)$$

Die magnetische und elektrische Kopplung können je nach Koppelsstruktur und Feldverteilung auf den Resonatoren ein unterschiedliches Vorzeichen besitzen. Demnach können sich die elektrische und magnetische Kopplung in bestimmten Koppelstrukturen konstruktiv oder destruktiv überlagern [HL98]. Die Kopplung zwischen Resonatoren und der nicht-resonanten Quellen- oder Lastimpedanz wird mit dem externen Gütefaktor Q_e angegeben. Die denormalisierten Koppelfaktoren und externe Gütefaktor berechnen sich zu

$$k_{ij} = m_{ij} \frac{B}{f_0} = m_{ij} B_\Delta \quad (2.48)$$

$$Q_{e,ij} = \frac{1}{m_{ij}^2} \frac{f_0}{B} = \frac{1}{m_{ij}^2 B_\Delta}, \quad (2.49)$$

wobei $B_\Delta = \frac{B}{f_0}$ die relative Bandbreite ist. Für symmetrische Filter entspricht die Mittenfrequenz f_0 der Resonanzfrequenz f_{res} der gekoppelten Resonatoren.

Ein rekonfigurierbarer Bandpassfilter ist ein Filter mit variabler Mittenfrequenz f_0 und/oder Bandbreite B . Idealerweise sollte sich die zugrunde liegende Filter-Charakteristik nicht ändern. Damit die Filter-Charakteristik über die Abstimmbereiche der Mittenfrequenz und Bandbreite erhalten bleibt, muss die normalisierte Kopplungsmatrix m konstant sein. Ein rekonfigurierbarer Filter mit einer abstimmbaren Mittenfrequenz f_0 und Bandbreite B besitzt das Mittenfrequenzintervall

$$I_{f_0} \equiv \left[f_0 \in \mathbb{R}^+, f_{0,\min} \leq f_0 \leq f_{0,\max} \right] \quad (2.50)$$

mit der oberen $f_{0,\max}$ und unteren $f_{0,\min}$ Grenzfrequenz und das Bandbreitenintervall

$$I_B \equiv \left[B \in \mathbb{R}^+, B_{\min} \leq B \leq B_{\max} \right] \quad (2.51)$$

mit der oberen B_{\max} und unteren B_{\min} Intervallgrenze. Für ein gegebenes Mittenfrequenz- und Bandbreitenintervall und eine definierte Filter-Charakteristik ergeben sich mit den normierten Koppelfaktoren m_{ij} die Abstimmbereiche sowohl der Interresonator-Kopplungen als auch die externen Gütefaktoren. Die Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplung ergeben sich nach Gleichung (2.48) und die Abstimmbereiche der externen Gütefaktoren nach Gleichung (2.49). Hierzu müssen für das rekonfigurierbaren Filter die Koppelstrukturen gefunden werden, die für ein gegebenes Intervall I_{f_0} und I_B die geforderten Bereiche der Interresonator-Kopplungen und externen Gütefaktoren abdecken.

Die Mittenfrequenzabstimmung wird erzielt, indem die Resonanzfrequenz jedes Resonators im Filternetzwerk verschoben wird. Dabei muss ein steuerbarer Resonator gefunden werden, der das geforderte Mittenfrequenzintervall abdeckt.

2.3 Extraktion des externen Gütefaktors und der Interresonator-Kopplung

Zur Realisierung einer gewünschten Filterfunktion mit den entsprechenden externen Gütefaktoren Q_e und Interresonator-Kopplungen k_{ij} muss deren Beziehung zu einer physikalischen Struktur bestimmt werden. In diesem Abschnitt werden unterschiedliche Methoden zur Extraktion des externen Gütefaktors sowie der Interresonator-Kopplung aus den simulierten oder gemessenen Streuparametern von Koppelstrukturen behandelt.

2.3.1 Externer Gütefaktor

Im allgemeinen Fall ist der erste und N -te Resonator über seine jeweilige I/O-Kopplung mit der Quellen- oder Lastimpedanz Z_S beziehungsweise Z_L verbunden. Für eine definierte Filter-

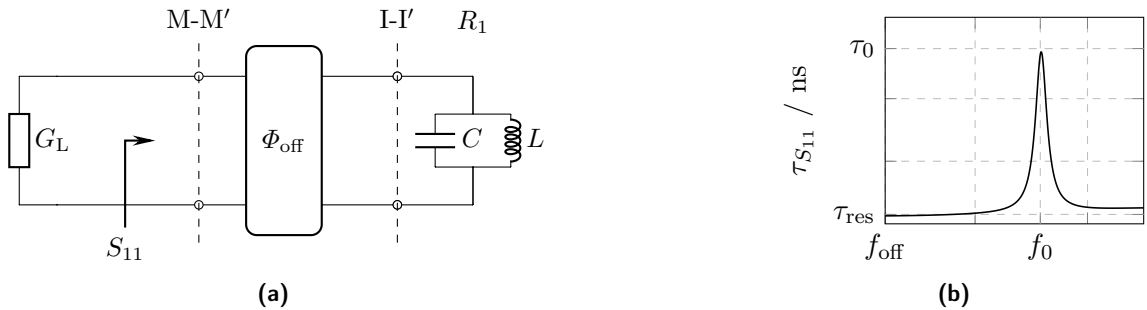


Abbildung 2.9: (a) Ersatzschaltbild eines gekoppelten verlustlosen Resonators R_1 , (b) exemplarischer Gruppenlaufzeitverlauf $\tau_{S_{11}}$ eines gekoppelten Resonators.

Charakteristik muss die I/O-Kopplung eine definierte Last G_L auf den Resonator R_1 ausüben, sodass die benötigte externe Güte Q_e erreicht werden kann. Das Ersatzschaltbild eines einzelnen Resonators mit der externen Last G_L ist in Abbildung 2.9 gezeigt. Die externe Güte eines verlustlosen Resonators kann unter Verwendung des Phasen- und Amplitudengangs des Reflexionskoeffizienten S_{11} nach

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90^\circ}} \text{ mit } \Delta f_{\pm 90^\circ} = f_{-90^\circ} - f_{+90^\circ}, \quad (2.52)$$

berechnet werden [Hon11]. Hierbei ist f_0 die Mittenfrequenz und $\Delta f_{\pm 90^\circ}$ ist die $\pm 90^\circ$ -Bandbreite. In der Theorie liegt die Phasenreferenzebene direkt am Resonator auf der Referenzebene I-I'. Jedoch liegt die Phasenreferenzebene in der Simulation beziehungsweise der Messung aufgrund von zusätzlichen Leitungselementen von der idealen Referenzebene I-I' verschoben bei der Referenzebene M-M'. Die Differenz zwischen den Referenzebenen führt zu einem unbekannten Phasenversatz Φ_{off} und somit zu Ungenauigkeiten in der Berechnung des externen Gütefaktors [Hsu+02]. Der Phasengang lässt sich aufteilen in einen Resonatoranteil Φ_{res} und einen linearen Phasenversatz Φ_{off}

$$\Phi_{S_{11}}(f) = \Phi_{\text{res}}(f) - \Phi_{\text{off}}(f) = \Phi_{\text{res}}(f) - 2\pi f \tau_0. \quad (2.53)$$

Dabei ist $2\pi f \tau_0 > 0$ ein linearer Phasenversatz, der weitgehend durch die unvermeidbaren Leitungssegmente zwischen der Phasenreferenzebene und der I/O-Kopplung erzeugt wird. Im Falle eines unbekannten Phasenversatzes ist es einfacher, den externen Gütefaktor Q_e über die Gruppenlaufzeit τ_{res} bei Resonanz zu bestimmen, die durch den Resonator bei der Mittenfrequenz verursacht wird [OM13; Hsu+02]. Der externe Gütefaktor ergibt sich zu

$$Q_e = \frac{\pi f_0 \tau_{\text{res}}(f_0)}{2}. \quad (2.54)$$

Die Gruppenlaufzeit des Reflexionskoeffizienten $\tau_{S_{11}}(f)$ setzt sich wie folgt zusammen:

$$\tau_{S_{11}}(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{\partial \Phi_{S_{11}}(f)}{\partial f} = \tau_{\text{res}}(f_0) + \tau_0. \quad (2.55)$$

Die Gruppenlaufzeit τ_{res} besitzt ihr Maximum bei der Mittenfrequenz f_0 und nähert sich für Frequenzen $f \gg f_0$ Null. Folglich ergibt sich τ_{res}

$$\tau_{\text{res}}(f_0) \approx \tau_{S_{11}}(f_0) - \tau_{S_{11}}(f_{\text{off}}), \quad (2.56)$$

wobei f_{off} eine Frequenz abseits der Mittenfrequenz f_0 ist. Beide $\tau_{S_{11}}(f_0)$ und $\tau_{S_{11}}(f_{\text{off}})$ beziehen sich auf die Gruppenlaufzeit des gemessenen und/oder simulierten Reflexionskoeffizienten S_{11} .

2.3.2 Interresonator-Kopplung

Die Extraktion der Interresonator-Kopplung zwischen zwei Resonatoren kann im synchron und asynchron abgestimmten Fall betrachtet werden. In diesem Abschnitt wird im Hinblick auf symmetrische Filter der synchrone Fall dargestellt, in dem beide gekoppelten

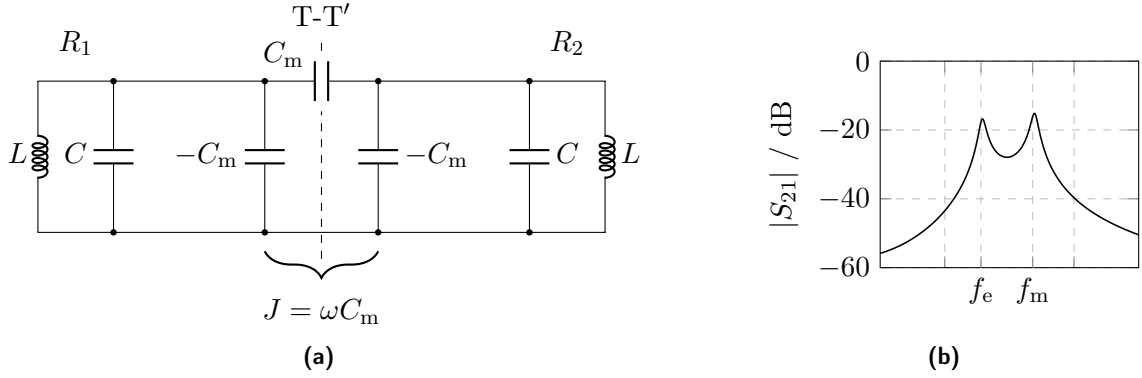


Abbildung 2.10: (a) Ersatzschaltbild von zwei synchron abgestimmten Resonatoren R_1 und R_2 mit einer elektrischen Kopplung und der Symmetrieebene $T-T'$, (b) Transmissionskoeffizient $|S_{21}|$ mit den Eigenfrequenzen f_e und f_m [Hon11].

Resonatoren die gleiche Mittenfrequenz besitzen. Die Beziehungen für den asynchronen Fall finden sich in [Hon11]. Eine analytische Berechnung der Interresonator-Kopplung zwischen Leitungsresonatoren oder Hohlraumresonatoren ist nur unzureichend möglich. Deshalb wird der Koppelfaktor aus den durch Vollwellensimulationen oder Messungen gewonnen Streuparametern berechnet.

In Abbildung 2.10a ist das Ersatzschaltbild von zwei elektrisch gekoppelten identischen verlustfreien Resonatoren R_1 und R_2 gezeigt. Die elektrische Kopplung ist durch einen Admittanzinverter J modelliert. Unter Verwendung der Symmetrieebene $T-T'$ und Einsetzen der Stetigkeitsbedingung des E -Felds ($E_t = 0$) ergibt sich die Eigenfrequenz

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C + C_m)L}}, \quad (2.57)$$

und für die Stetigkeitsbedingung des H -Feldes ($H_t = 0$) ergibt sich die Eigenfrequenz

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C - C_m)L}}. \quad (2.58)$$

Der elektrische Koppelfaktor k_E berechnet sich zu

$$k_E = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2}. \quad (2.59)$$

Für eine magnetische Kopplung werden zwei synchron abgestimmte Resonatoren mit einem Impedanzinverter gekoppelt. Die Eigenfrequenzen f_m und f_e ergeben sich unter Verwendung der Symmetrieebene und den Stetigkeitsbedingungen [Hon11]. In physikalischen Implementierungen und besonders bei gekoppelten Leitungsresonatoren treten magnetische und elektrische Kopplung gemeinsam auf und werden allgemein als eine gemischte Kopplung bezeichnet. Die Beziehung zwischen dem Koppelfaktor und den Inverterelementen nähert sich an durch

$$k = \frac{C_m}{C} \pm \frac{L_m}{L} = k_E \pm k_M \quad (2.60)$$

wobei L_m die Induktivität des Impedanzinverters bezeichnet. Abhängig von der Anordnung der Resonatorpaare können sich elektrische und magnetische Koppeffekte destruktiv oder konstruktiv überlagern. Die Eigenfrequenzen einer Struktur aus zwei synchron abgestimmten gekoppelten Resonatoren kann aus zum einen aus den gemessenen oder simulierten Streuparametern erfolgen, wobei auf eine schwache externe Kopplung bei der Messung oder Simulation geachtet werden muss. Zum anderen können die Eigenfrequenzen durch die Berechnung der Eigenmoden der Koppelstruktur bestimmt werden. In Abbildung 2.10b ist der Transmissionskoeffizient einer gekoppelten Resonatorstruktur gezeigt. In dem Graph lassen sich die Eigenfrequenzen deutlich erkennen. Die Zuordnung der Eigenfrequenzen erfolgt in der Simulation durch Einfügen der Stetigkeitsbedingung für das E-Feld beziehungsweise das H-Feld an der Symmetrieebene T-T' [Hon11].

In Bezug auf steuerbare Filter unter der Verwendung von Varaktoren wird die elektrische Komponente der Kopplung zur Steuerung des Koppelfaktors verwendet. Der magnetische Anteil kann durch geeignete Dimensionierung der Koppelstruktur zur Korrektur des absoluten Wertebereichs der Koppelstärke verwendet werden.

2.3.3 Extraktion der Koppelmatrix

Die in den vorangegangenen Abschnitten 2.3.1 und 2.3.2 behandelten Verfahren zur Extraktion des externen Gütefaktors beziehungsweise der Interresonator-Kopplung betrachten die Koppelstrukturen isoliert von der restlichen Filterstruktur. Dabei werden die wechselseitigen Einflüsse der gekoppelten Filtersektionen vernachlässigt. In diesem Abschnitt werden die Koppelfaktoren aus den gemessenen oder simulierten Streuparametern des gesamten Filternetzwerks extrahiert. Hierzu müssen die charakteristischen Polynome $P(s)$, $F(s)$ und $E(s)$ aus den Streuparametern approximiert werden und anschließend die Koppelmatrix berechnet werden. Zur Extraktion der Streuparameter wird die Cauchy-Methode aus [LSP02; LSP04] verwendet. Die Streuparameter werden durch die Funktionen

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{\varepsilon_R E(s)} \approx \frac{\sum_{k=0}^N a_k^{(1)} s^k}{\sum_{k=0}^N b_k s^k} \quad (2.61)$$

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon E(s)} \approx \frac{\sum_{k=0}^{n_{TZ}} a_k^{(2)} s^k}{\sum_{k=0}^N b_k s^k}, \quad (2.62)$$

beschrieben, wobei die Anzahl an Übertragungsnullstellen $n_{TZ} \leq N$ ist. Auf die Korrektur eines Phasenversatzes kann verzichtet werden, indem auf die charakteristische Funktion

$$K(s) = \frac{S_{11}(s)}{S_{21}(s)} \approx \frac{\sum_{k=0}^n a_k^{(1)} s^k}{\sum_{k=0}^{n_{fz}} a_k^{(2)} s^k}, \quad (2.63)$$

zurückgegriffen wird [MT06]. Nach diesem Ansatz müssen nur die Koeffizienten $a_k^{(1)}$ und $a_k^{(2)}$ bestimmt werden. Die Koeffizienten lassen sich durch Anwenden der Methode der kleinsten Quadrate und einer QR-Zerlegung bestimmen [LSP02]. Die Koeffizienten b_k berechnen sich durch den Energieerhaltungssatz und Anwenden der *Alternating-Pole-Methode* [CKM18;

RA80]. Für verlustlose Streuparameter kann die Cauchy-Methode direkt angewendet werden. Für verlustbehaftete Filterstrukturen müssen in einem ersten Schritt die Verluste modelliert werden, da die Koppelmatrix nur für verlustfreie Filternetzwerke definiert ist. In [Mac10] wird eine modifizierte komplexe Bandpass-Tiefpass-Transformation eingeführt, in der die Verluste durch den unbelasteten Gütefaktor Q_u modelliert werden:

$$s' = \frac{1}{B_\Delta Q_u} + j \frac{1}{B_\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (2.64)$$

wobei s' die optimierte komplexe Tiefpassfrequenz ist und ω die Bandpassfrequenz ist. Die Transformation verschiebt die Nullstellen der verlustbehafteten Polynome innerhalb der linken s -Halbebene, um eine verlustlose Filterfunktion zu erhalten. Die unbelastete Güte Q_u wird in einem iterativen Optimierungsprozess bestimmt. Die Basis der Optimierung ist der Vergleich zwischen den verlustbehafteten und den approximierten Streuparametern aus den extrahierten charakteristischen Polynomen [Mac10]. Unter Verwendung einer geeigneten Kostenfunktion für die Optimierung lassen sich die charakteristischen Polynome sowie die Koppelmatrix für nicht optimal abgestimmte Filternetzwerke extrahieren. Dies ist insbesondere für die Extraktion der Koppelfaktoren für den Entwurf und das Abstimmen von rekonfigurierbaren Filtern von großer Bedeutung. Nachdem die verlustfreien charakteristischen Polynome gefunden sind, kann die normalisierte Koppelmatrix nach dem Verfahren in Abschnitt 2.2.2 berechnet werden [CKM18]. In einigen Fällen besitzt die Koppelmatrix Einträge für Kopplungen, die im Entwurf nicht vorhanden sind, jedoch in der physikalischen Realisierung, z. B. aufgrund von parasitären Streukopplungen, existieren.

Unter Verwendung der gemessenen Mittenfrequenz f_0 und Bandbreite B können die denormalisierten Koppelfaktoren nach Gleichung (2.48) und (2.49) bestimmt werden. In Bezug auf rekonfigurierbare Filter können die Abstimmbereiche der einzelnen steuerbaren Koppelstrukturen unter Zuhilfenahme von Vollwellensimulationen auf Basis der simulierten Streuparameter berechnet werden.

Ein weiterer Aspekt dieses Verfahrens ist die Rekonfiguration eines abstimmbaren Filternetzwerks zu einer neuen Filterkonfiguration. Für ein kontinuierlich abstimmbares Filternetzwerk existieren unendlich viele mögliche Konfigurationen der Koppelfaktoren innerhalb des Abstimmbereichs. Folglich ist zum einen die Aufnahme von *Lookup-Tabellen* mit einem immensen Aufwand verbunden. Zum anderen ist neben einer umfangreichen Speicherkapazität für die *Lookup-Tabelle* keine adaptive Anpassung der einzelnen Konfigurationen an Umwelteinflüssen wie z. B. aufgrund von Temperaturschwankungen möglich. Durch die Extraktion der Koppelmatrix aus den Streuparametern lässt sich die aktuelle Filterkonfiguration bestimmen und ein geschlossener Regelkreis aufbauen. Somit lassen sich die unterschiedlichen Filterkonfiguration einstellen und Umwelteinflüsse oder Veränderungen aufgrund von Degeneration kompensieren.

3 Rekonfigurierbare Bandpassfilter mit konstanter Filter-Charakteristik

Eine besondere Herausforderung für moderne Transceiver stellt die große Anzahl an unterschiedlichen Diensten und Frequenzbändern dar. Heutige Implementierungen begegnen diesen Anforderungen mit fest vordefinierten parallelen Sende- und Empfangspfaden. Insbesondere werden in solchen Implementierungen Filterbänke mit einer festen Anzahl an vordefinierten Filterfunktionen eingesetzt. Für jede gewünschte Servicespezifikation bzw. jedes Frequenzband sind dabei jeweils ein Filternetzwerk, Schalter und ein dedizierter Pfad im Verteilnetzwerk notwendig. Diese Implementierung verhindert eine flexible Rekonfiguration des HF-Frontends auf neue Frequenzbänder und Spezifikationen. Eine Schlüsselkomponente für zukünftige flexible HF-Frontends stellt das vollständig rekonfigurierbare Filter dar.

Für diese rekonfigurierbare Filter wird neben einer kontinuierlich abstimmbaren Mittenfrequenz und Bandbreite eine definierte *equiripple* Filter-Charakteristik innerhalb des gesamten Abstimmbereichs gefordert. Dies ist darin begründet, dass bei modernen Modulationsverfahren, insbesondere für digitale Mehrträger-Modulationsverfahren z. B. OFDM, eine definierte *equiripple* Filter-Charakteristik für einen minimalen Fehlervektorbetrag (engl. *error vector magnitude*, *EVM*) von großer Relevanz ist [Pim+99; CKM18].

Weiterhin führt die stetig wachsende Anzahl an drahtlosen Kommunikationsdiensten und die immer effizienteren Nutzung des zur Verfügung stehenden elektromagnetischen Spektrums zu einer sinkenden Bandbreite des Schutzbands (engl. *guard band*) zwischen den einzelnen Frequenzbändern. Dies erfordert zur Filterung der Frequenzbänder hoch selektive Bandpassfilter mit steilen Filterflanken und folglich geringer Transition-Bandbreite. Eine Erhöhung der Flankensteilheit kann einerseits durch eine Erhöhung der Filterordnung auf Kosten der Einfügedämpfung und einer steigenden Komplexität insbesondere für steuerbare Filternetzwerke erreicht werden. Andererseits können durch Querkopplungen zwischen Resonatoren, wie in Abschnitt 2.2 beschrieben, Übertragungsnullstellen zu endlichen Frequenzen hin verschoben werden. Somit führen Querkopplungen zu hoch selektiven Filterfunktionen, ohne zusätzliche verlustbehaftete steuerbare Resonatoren und Komponenten in das Filternetzwerk einzubringen.

Rekonfigurierbare Filter können unter Verwendung unterschiedlicher Technologien, steuerbarer Komponenten und Materialien realisiert werden. In diesem Kapitel werden daher zunächst die bekanntesten Technologien zur Realisierung von rekonfigurierbaren Filtern vorgestellt und deren Vor- und Nachteile diskutiert. In Abschnitt 3.2 schließt der Entwurf und die Synthese von vollständig rekonfigurierbaren Bandpassfiltern an. Dies bildet den Schwerpunkt des Kapitels. Hierzu werden einzelnen abstimmbaren Filterkomponenten zur

Realisierung rekonfigurierbarer Filter vorgestellt. Darauf aufbauend wird im Weiteren ein vollständig rekonfigurierbarer Allpol-Bandpassfilter untersucht. Hierbei wird neben einer kontinuierlich abstimmbaren Mittenfrequenz, Bandbreite und konstanter Filter-Charakteristik der Fokus auf eine hohe Abstimmbarkeit der absoluten Bandbreite gelegt. In einem weiteren Schritt wird ein vollständig rekonfigurierbarer quergekoppelter Bandpassfilter vorgestellt. Dieser besitzt für eine hohe Flankensteilheit zwei zu endlichen Frequenzen hin verschobene Übertragungsnullstellen, die symmetrisch um den Durchlassbereich platziert sind. Abschließend werden die Ergebnisse zusammengefasst und mit anderen Arbeiten in der Literatur verglichen und eingeordnet.

3.1 Technologien für rekonfigurierbare Filter


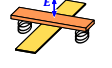
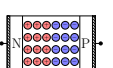
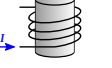
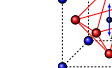

Heutzutage gibt es eine große Auswahl an unterschiedlichen Technologien zur Implementierung kontinuierlich abstimmbarer Filter. Für planare Filterstrukturen lassen sich diese Technologien für die Realisierung von variablen Kapazitäten, sogenannten Varaktoren, verwenden. Die Kapazität eines modellhaften Parallelplatten-Varaktors berechnet sich zu

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d}, \quad (3.1)$$

wobei ε_0 die elektrische Feldkonstante, ε_r die relative Permittivität des Materials, A die Fläche der Kondensatorplatten und d den Abstand zwischen den Kondensatorplatten beschreibt. Die Kapazität des Varaktors lässt sich zum einen durch das Verhältnis A/d und zum anderen durch die vom Material abhängige relative Permittivität ε_r einstellen. Übergreifend lassen sich die Technologien zur Steuerung von Hochfrequenz-Komponenten, unter anderem von Varaktoren, in die zwei Klassen geometrisches Abstimmen und funktionale Materialien einordnen. So gehören zum Beispiel Mikro-Elektro-Mechanische-Systeme (engl. *micro-electro-mechanical systems*, *MEMS*), Halbleiter-Varaktoren und mechanisches Abstimmen der Resonatoren zu der Klasse der geometrischen abstimmbaren Komponenten. Ferroelektrische Materialien, ferrimagnetische Materialien und Flüssigkristalle gehören zu der Klasse der funktionalen Materialien. Für Varaktoren bedeutet dies im Einzelfall folgendes: Die Klasse des geometrischen Abstimmens bezieht sich auf die Steuerung der Kondensatorplattenfläche A und/oder deren Abstand d zueinander. Die Klasse der funktionalen Materialien bezieht sich auf die Technologien, die eine steuerbare relative Permittivität ε_r ermöglichen. Bis zum jetzigen Zeitpunkt ist keine Technologie vorhanden, die eine holistische Lösung für die Anforderungen an rekonfigurierbare Filter bietet. Die einzelnen Technologien besitzen jeweils Vor- und Nachteile in Bezug auf Verluste, Gütefaktor, Linearität, Abstimmbarkeit, Reaktionszeit, Arbeitsfrequenz, Leistungstragfähigkeit, Leistungsaufnahme, Zuverlässigkeit und Platzbedarf. In Tabelle 3.1 ist ein Überblick über die bekanntesten Technologien zum geometrischen Abstimmen und der funktionalen Materialien gegeben, die im Folgenden kurz dargestellt werden.

Historisch ist das mechanische Abstimmen von Filternetzwerken das erste Konzept, das eingesetzt wurde. Dies findet hauptsächlich in der Hohlleitertechnik Anwendung und besitzt

Tabelle 3.1: Technologien für die Realisierung von rekonfigurierbaren Filtern

	Geometrisches Abstimmen			Funktionale Materialien		
						
	Mechanik	MEMS	Halbleiter	Ferrite YIG	Ferroelektrika BST-Dickfilm BST-Dünnsfilm	Flüssigkristalle
Steuerung der Steuerspannung	Geometrie < 50 V	Geometrie < 200 V	RLZ < 15 V	Permeabilität	Permittivität > 200 V < 30 V	Orientierung < 200 V
Reaktionszeit	s bis min	µs bis ms	ns	ms	ps	s bis min
Linearität	sehr hoch	moderat	niedrig	moderat	hoch	hoch
Leistungsverträg.	sehr hoch	hoch	niedrig	moderat	hoch	hoch
Energieverbrauch	sehr hoch	hoch	niedrig	sehr hoch	niedrig	niedrig
Frequenzbereich	< 300 GHz	< 300 GHz	< 77 GHz	< 50 GHz	< 10 GHz < 3 GHz	> 10 GHz

neben einer hohen Abstimmbarkeit, Leistungstragfähigkeit und Linearität den höchstmöglichen Gütefaktor von über 5000 [Sin+18]. In Hohlleitertechnik können komplexe Filterstrukturen realisiert werden, die eine vollständige Rekonfiguration der Mittenfrequenz, Bandbreite sowie einer konstanten Filter-Charakteristik im Abstimmbereich ermöglichen [Arn17]. Jedoch besitzen mechanische Konzepte neben möglichen mechanischem Verschleiß und mechanischem Versagen einen hohen Platz- und Energiebedarf für die Aktoren, die zumeist aus Schrittmotoren und zusätzlichen Getriebeteilen bestehen.

Die Entwicklung der Halbleitertechnik und damit einhergehend die Entwicklung von Prozesstechniken für Strukturen im Nanometerbereich ermöglichte eine Miniaturisierung von mechanischen Systemen, den sogenannten Mikro-Elektro-Mechanischen-Systemen [Fuj97]. MEMS können als Schalter oder als kontinuierlich abstimmbare Varaktoren implementiert werden. Diese finden sich hauptsächlich als kontinuierlich steuerbare Elemente in Mikrostreifenleitungsfiltern [Oce+06] und in SIW-Filtern (engl. *substrate integrated waveguide*, *SIW*) [SAE11] oder als Schalter in Filterbänken [Rei+05; RM01; Bro98]. Auf der einen Seite bieten MEMS eine hohe Linearität, Leistungstragfähigkeit [DR03] und geringe Verluste [ER10]. Auf der anderen Seite zeigen elektrothermisch gesteuerte Varaktoren langsame Reaktionszeiten und einen hohen Stromverbrauch [BMG15] und elektrostatisch gesteuerte Varaktoren nur eine geringe Abstimmbarkeit [Reb03]. Weiterhin leiden MEMS, wie alle mechanischen Komponenten, unter mechanischer Degeneration und garantieren somit nur eine begrenzte Anzahl an Abstimmzyklen.

Halbleiter-Varaktoren finden sich heute in Systemen von DC bis zu Radaranwendungen bei 77 GHz [Tri+10]. Allgemein werden Halbleiter-Varaktoren in Sperrrichtung betrieben. Die Weite der Raumladungszone lässt sich mit dem Abstand d zweier Kondensatorplatten gleichsetzen. Mit einer steigenden Sperrvorspannung steigt die Weite der Raumladungszone und einhergehend sinkt die Varaktorkapazität. Die minimale Varaktorkapazität ist durch die maximale Sperrvorspannung gegeben, die zu einem Durchbruch des Halbleiter-Varaktors führt [NS68]. Halbleiter-Varaktoren zeichnen sich durch hohe Abstimmbarkeit von bis zu 90 % und geringen Reaktionszeiten im Bereich von Nanosekunden aus, sind jedoch aufgrund einer geringen Leistungstragfähigkeit und einer intrinsisch niedrigen Linearität in ihrem Anwendungsbereich limitiert [HBD10; NS68]. Die Balance zwischen Linearität, Gütefaktor,

Durchbruchspannung und der Abstimmbarkeit lassen sich über das verwendete Dotierungsprofil [KPO71] einstellen und hinsichtlich einer angestrebten Anwendung optimieren. Darüber hinaus kann die Linearität und Leistungstragfähigkeit der Halbleiter-Varaktoren durch unterschiedliche Konfiguration von zwei oder mehr einzelnen Dioden, in z. B. anti-serieller oder anti-paralleler Verschaltung, verbessert werden [Hua+10; MS75].

Neben den zuvor diskutierten Technologien zum geometrischen Abstimmen werden im Folgenden die bekanntesten funktionalen Materialien dargestellt.

Eines der etabliertesten funktionalen Materialien für rekonfigurierbare Filter ist das ferrimagnetische Material Yttrium-Eisen-Granat (engl. *yttrium iron garnet*, *YIG*). Rekonfigurierbare Filter auf Basis dieses Materials werden allgemein als YIG-Filter bezeichnet [Rös71]. Diese Filter zeigen eine hohe Abstimmbarkeit über mehrere Oktaven und einen Gütefaktor von über 1000 [Aig+07; Rös77]. Jedoch liegt der Energieverbrauch für das magnetische Steuerfeld bei über 1 W und die Reaktionszeit im Bereich von Millisekunden. YIG-Filter sind sehr sensitiv gegenüber Temperaturschwankungen, und benötigen für einen optimalen Betrieb eine Temperaturstabilisierung [HAR11; Tsu83]. Diese Filter finden hauptsächlich Anwendung in der Messtechnik als steuerbare Eingangsfilter oder in spannungsgesteuerten Oszillatoren.

Flüssigkristalle zeigen für den Frequenzbereich oberhalb von 10 GHz hervorragende Eigenschaften, insbesondere in Bezug auf Verluste und Linearität [Pol+20; Mau+18]. In den letzten Jahren konnten kontinuierlich abstimbare Hohlleiterfilter [Fra+14] und SIW-Filter [Pra+15] unter Verwendung von Flüssigkristallen demonstriert werden.

Für Anwendungen unterhalb von 10 GHz besitzen ferroelektrische Materialien und insbesondere Barium-Strontium-Titanat (BST) ein hohes Potential. Das ferroelektrische Material weist eine feldstärkeabhängige Polarisierung auf, die eine kontinuierliche Steuerung der relativen Permittivität ϵ_r über die anliegende Steuerspannung ermöglicht. BST besitzt eine Reaktionszeit im Bereich von Pikosekunden und eine Abstimmbarkeit im Bereich zwischen 50 % und 80 % [Bao+08; Wie17; Koh16]. So lassen sich steuerbare Varaktoren in planarer Aufbauweise als Interdigital-Kondensator (engl. *inter digital capacitor*, *IDC*) und in 2,5D-Aufbauweise als Metal-Isolator-Metal-Kondensator (engl. *metal-insulator-metal*, *MIM*) realisieren. Das BST-Material lässt sich als Dünnschicht oder Dickfilm verarbeiten und bietet dementsprechend unterschiedliche Vor- und Nachteile.

Die BST-Dünnschichten werden unter Verwendung von unterschiedlichen Vakuumprozessen wie dem Magnetron-Sputtern [GA16], der Laserdeposition oder der metallorganischen chemischen Gasphasenabscheidung [Bur+00] hergestellt. In diesen Prozessen lässt sich die Schichtdicke des BST-Films für MIM-Varaktoren sehr genau einstellen. Dies resultiert in sehr geringen Toleranzen der Varaktorkapazität. Die resultierende Schichtdicke liegt typischerweise im Bereich von Hunderten von Nanometern. Somit können die benötigten Feldstärken für eine Vollaussteuerung des BST-Dünnschichts mit geringen Vorspannungen unter 30 V erreicht werden. Folglich ist die Linearität eines einzelnen Varaktors erwartungsgemäß gering. Die Linearität und Leistungstragfähigkeit eines Varaktors lässt sich erhöhen, indem die anliegende HF-Spannung auf eine Reihenschaltung aus mehreren Varaktoren aufgeteilt wird. Jedoch nimmt mit einer steigenden Anzahl die Reaktionszeit des gesamten Varaktors ab [Fu+06].

Ein Hauptnachteil von BST-Dünnschichten ist die Anregung von akustischen Resonanzen, die den Arbeitsfrequenzbereich limitieren [Gha+16].

BST-Dickschichten werden bei Temperaturen über 1100 °C gesintert und beschränken somit die Varaktoren auf planare IDC-Implementierungen. Für die Realisierung von MIM- und Mehrlagenstrukturen wurde in den letzten Jahren BST-Kompositmaterial entwickelt und für Niedertemperatur-Einbrand-Keramiken (engl. *low temperature co-fired ceramics*, *LTCC*) optimiert [Koh16]. In dieser Arbeit wird das BST-Kompositmaterial (BST–ZnO–B₂O₃) verwendet. Durch eine zusätzliche Dotierung des BST-Materials können die dielektrischen Eigenschaften, Verluste sowie Abstimmbarkeit eingestellt werden [Zho+09]. So lässt sich die relative Permittivität ϵ_r sowie die Abstimmbarkeit durch Beimischung von Kupfer-Fluor-Verbindungen (Cu–F) erhöhen. Details zur Herstellung des BST-Materials finden sich in [Koh16]. Aufgrund von Toleranzen bei der Herstellung des BST-Films besitzen die BST-Dickschicht-Varaktoren höhere Toleranzen der Varaktorkapazität im Vergleich zu BST-Dünnschicht-Varaktoren. Mit steigender Schichtdicke nimmt die benötigte Steuerspannung zu und einhergehend steigt die Linearität und Leistungstragfähigkeit des Varaktors an [Pre+15]. Aufgrund der inhärent höheren Linearität, die zu Lasten höherer Steuerspannungen geht, ist eine Reihenschaltung von BST-Dickschicht-Varaktoren nicht erforderlich.

Für die Realisierung von planaren rekonfigurierbaren Filternetzwerken im unteren GHz-Bereich < 10 GHz wird in dieser Arbeit auf Varaktoren in Halbleiter-, BST-Dünnschicht- und BST-Dickschicht-Technologie zurückgegriffen. In Abbildung 3.1 a ist das allgemeine Schaltsymbol für einen einzelnen Varaktor dargestellt, der eine vom Betrag der anliegenden Steuerspannung abhängige Kapazität besitzt. Dieses Schaltsymbol wird in dieser Arbeit für BST-Dickschicht-Varaktoren verwendet. Das Schaltsymbol eines Halbleiter-Varaktors ist in Abbildung 3.1 b gezeigt. In dieser Arbeit werden die Halbleiter-Varaktoren ausschließlich in Sperrrichtung betrieben und somit ist die Steuerspannung mit der Sperrvorspannung gleichzusetzen. In Abbildung 3.1 c ist das Ersatzschaltbild eines Varaktors bestehend aus N in Reihe geschalteten Varaktoren gezeigt. Zur Steuerung des gesamten Varaktors werden die einzelnen Varaktoren synchron über das resistive Versorgungsnetzwerk mit der Steuerspannung versorgt. Die in dieser Arbeit verwendeten kommerziellen BST-Dünnschicht-Varaktoren aus der Serie *STPTIC* sind aus einer Reihenschaltung von 24 einzelnen Varaktoren aufgebaut. Zusätzlich ist in die Varaktoren ein resistives Versorgungsnetzwerk integriert. Das Ersatzschaltbild der Reihenschaltung von einzelnen Varaktoren und das integrierte Versorgungsnetzwerk werden im Schaltsymbol gemäß Abbildung 3.1 c zusammengefasst.

Die C-V-Charakteristiken der BST-Dickschicht-Varaktoren wurden aus den Forschungsarbeiten von [Wie17; Mau11] entnommen. Für die Simulationen von kommerziellen BST-Dünnschicht-Varaktoren wurden zum einen auf ein Simulationsmodell des Herstellers *STMicroelectronics* zurückgegriffen und eigene Messungen der C-V-Charakteristik verwendet. Für die Modellierung der kommerziellen Halbleiter-Varaktoren wurde das Simulationsmodell des Herstellers verwendet.

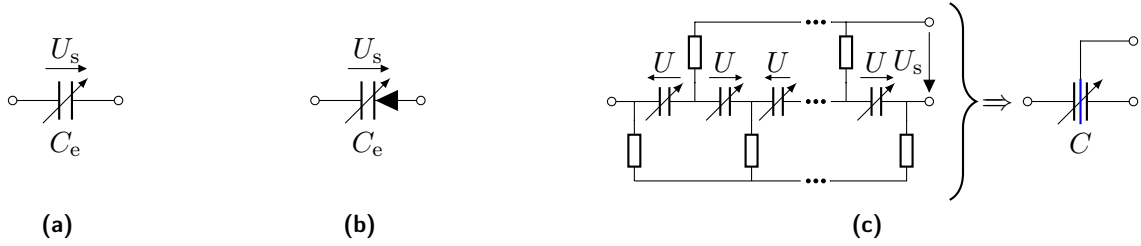


Abbildung 3.1: Schaltsymbol (a) eines allgemeinen Varaktors, (b) eines Halbleiter-Varaktors und (c) eines Varaktors bestehend aus N einzelnen Varaktoren und einem integriertem resistiven Versorgungsnetzwerk.

3.2 Rekonfigurierbares Bandpassfilter

Für die Realisierung von rekonfigurierbaren Bandpassfiltern mit einer definierten Filter-Charakteristik müssen diese eine konstante Koppelmatrix im gesamten Abstimmbereich besitzen. Folglich müssen solche Filterimplementierungen eine vollständige Rekonfiguration aller Koppelfaktoren und Resonatoren ermöglichen. So kann die definierte Koppelmatrix auf die gewünschte Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfiguration skaliert werden.

Im Folgenden werden zwei vollständig rekonfigurierbare Bandpassfilter mit einer definierten Filter-Charakteristik und individuell kontinuierlich abstimmbarer Mittenfrequenz und Bandbreite untersucht. Diese ermöglichen eine abstimmbare Mittenfrequenz bei einer konstanten absoluten Bandbreite, eine abstimmbare Bandbreite bei einer konstanten Mittenfrequenz und eine Kombination der beiden Abstimmungsmodi. Die unterschiedlichen Abstimmungsmodi sind in Abbildung 1.1 zusammengefasst. Für eine kompakte und kostengünstige Realisierung im unteren GHz-Bereich < 6 GHz werden die Filternetzwerke in Mikrostreifenleitungstechnik aufgebaut. Der Fokus liegt in diesem Kapitel auf dem Entwurf rekonfigurierbarer Allpol- und quergekoppelter Bandpassfilter. Hierfür werden insbesondere für komplexe Filternetzwerke Varaktoren mit geringen Toleranzen des Kapazitätsbereichs benötigt. Eine hohe Toleranz der Varaktorkapazität führt zu einer reduzierten Schnittmenge des gemeinsamen Kapazitätsbereichs einhergehend mit einer sinkenden Abstimmbarkeit des Filternetzwerkes. Aufgrund der hohen Streuung im Herstellungsprozess der BST-Dickfilm-Varaktoren wird in diesem Abschnitt ausschließlich auf kommerzielle Varaktoren in Halbleiter- und BST-Dünnschicht-Technologie zurückgegriffen.

Im folgenden Abschnitt werden die grundlegenden Bausteine für die Realisierung rekonfigurierbarer Bandpassfilter vorgestellt. Darauf aufbauend wird im ersten Teil ein vollständig rekonfigurierbarer Allpol-Bandpassfilter entworfen, aufgebaut und messtechnisch analysiert. Der Entwurf zielt neben den genannten Anforderungen einer definierten Filter-Charakteristik auf eine hohe Abstimmbarkeit der absoluten Bandbreite ab. Im zweiten Teil wird ein quergekoppeltes Bandpassfilter vorgestellt. Dieses Filter besitzt für eine hohe Flankensteilheit zwei zu endlichen Frequenzen hin verschobene Übertragungsnullstellen.

3.2.1 Steuerbare Filterkomponenten

Für die Realisierung von rekonfigurierbaren Filternetzwerken werden kontinuierlich steuerbare Resonatoren, Interresonator- und I/O-Kopplungen benötigt. Besonderes Augenmerk liegt auf der Realisierung und Untersuchung von steuerbaren Koppelstrukturen, die eine hohe Abstimmbarkeit des Koppelfaktors und einhergehend der Bandbreite ermöglichen. Hierbei werden die einzelnen Parameter betrachtet, die zur Konfiguration des gewünschten Koppelfaktorbereichs von Bedeutung sind.

Im folgenden Abschnitt werden die unterschiedlichen Untersuchungen auf eine Realisierung in Mikrostreifenleitertechnologie bezogen. Hierbei wird das Hochfrequenzsubstrat $RO4003C$ mit einer relativen Permittivität von $\epsilon_r = 3,3$, einer Substratdicke von $508 \mu\text{m}$ und einer Kupferkaschierung von $35 \mu\text{m}$ verwendet. Die Leiterbreite w ergibt sich in Bezug auf die Wellenimpedanz Z_1 nach den bekannten Beziehungen [Whe77; Sch69].

Steuerbarer Resonator

Für eine planare Filterimplementierung werden $\lambda/2$ -Leitungsresonatoren verwendet, die für eine kompakte Realisierung in die unterschiedlichsten Formen gebracht werden können. Im Folgenden werden in U-Form gebrachte Leitungsresonatoren, wie in Abbildung 3.2a dargestellt, betrachtet. Diese werden im Allgemeinen als Hairpin-Resonatoren bezeichnet [BM62]. Die Resonanzfrequenz eines Leitungsresonators ist abhängig von der elektrischen Länge des Resonators, die unter anderem vom kapazitiven Leitungsbelag bestimmt ist. Eine zusätzliche variable kapazitive Last führt folglich zu einer von der kapazitiven Last abhängigen Resonanzfrequenz. Für eine maximale Abstimmbarkeit der Resonanzfrequenz wird die variable kapazitive Last an die offenen Enden des Leitungsresonators platziert, an denen das maximale E -Feld auftritt. Die beiden Enden des Resonators werden dabei jeweils mit der gleichen variablen kapazitiven Last beziehungsweise gleichem Varaktor verbunden, um die Symmetrie des Resonators zu wahren. An dieser Stelle soll noch nicht auf die Ansteuerung der Varaktoren eingegangen werden. Eine Resonanz tritt auf dem Resonator mit den kapazitiven Lasten C_v auf, wenn an einem beliebig gewählten Punkt auf den Leitungsresonator die

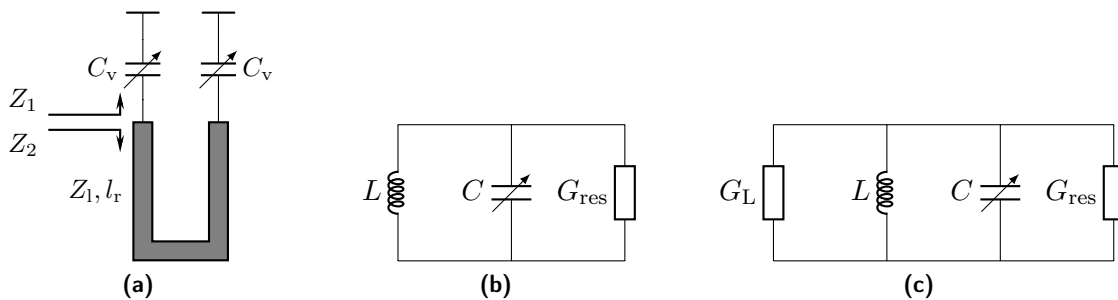


Abbildung 3.2: (a) Abstimmbarer Hairpin-Resonator mit der Resonatorlänge l_r und Wellenimpedanz Z_1 . Ersatzschaltbild des Hairpin-Resonators (b) ohne und (c) mit externer Last G_L .

Imaginärteile der Impedanz Z_1 und Z_2 in beide Richtungen gesehen in Summe Null ergeben: $\text{Im}(Z_1) + \text{Im}(Z_2) = 0$. Für einen verlustfreien Resonator wie in Abbildung 3.2 a gezeigt ergibt sich dessen Impedanz zu

$$Z_{\text{res}}(f) = Z_1 + Z_2 = Z_v(f, C_v) + Z_L \frac{Z_v(f, C_v) + jZ_L \tan\left(\frac{2\pi f l_r}{v_p}\right)}{Z_L + jZ_v(f, C_v) \tan\left(\frac{2\pi f l_r}{v_p}\right)}, \quad (3.2)$$

wobei $Z_v(f, C_v)$ die Impedanz der jeweiligen Varaktoren an den Enden des Hairpin-Resonators, Z_L die Wellenimpedanz, l_r die physikalische Resonatorlänge und v_p die Phasengeschwindigkeit der verwendeten Leitungstopologie ist [Orf20]. Numerisches Lösen von $\text{Im}(Z_{\text{res}}(f)) \stackrel{!}{=} 0$ gibt eine erste Annäherung der Resonanzfrequenz unter Vernachlässigung parasitärer reaktiver Anteile. Die maximale $f_{0,\text{max}}$ und minimale $f_{0,\text{min}}$ Resonanzfrequenz ergibt sich jeweils für die minimale $C_{v,\text{min}}$ beziehungsweise die maximale $C_{v,\text{max}}$ Varaktorkapazität. Die Abstimmbarkeit der Resonanzfrequenz τ_{f_0} ergibt sich aus dem Abstimbereich Δf_0 zu

$$\tau_{f_0} = \frac{\Delta f_0}{f_{0,\text{max}}} = \frac{f_{0,\text{max}} - f_{0,\text{min}}}{f_{0,\text{max}}}. \quad (3.3)$$

Die Abstimmbarkeit der Resonanzfrequenz τ_{f_0} nimmt, bei gleichbleibender Abstimmbarkeit der Varaktorkapazität τ_v , mit einer steigenden Resonatorlänge l_r ab. Mit steigender Wellenimpedanz Z_L nimmt die Mittenfrequenzabstimmbarkeit τ_{f_0} zu und die Weite der Mikrostreifenleitung ab [Whe77]. Einhergehend mit einer sinkenden Weite steigen jedoch die resistiven Verluste des Leitungsresonators an. Der exakte Abstimbereich der Resonanzfrequenz muss durch Vollwellensimulationen, in denen die parasitären Anteile berücksichtigt werden, bestimmt werden.

Ein in der Physik weitverbreitetes Maß zur Quantifizierung vieler Eigenschaften eines schwingenden Systems ist der Gütefaktor Q . Dieser ist wie folgt definiert [Mes15; Gre55]:

$$Q = 2\pi f_0 \frac{\text{mittlere gespeicherte Energie}}{\text{Energieverlust pro Sekunde}}. \quad (3.4)$$

Folglich ist der Gütefaktor invers proportional zur Dämpfung beziehungsweise zu den Verlusten eines Resonators. Der unbelastete Gütefaktor Q_u beschreibt ausschließlich die Verluste des Resonators ohne eine externe Last. Für den Parallelschwingkreis in Abbildung 3.2 b ergibt sich die unbelastete Güte zu

$$Q_u = \frac{2\pi f_0 C_{\text{res}}}{G_{\text{res}}}, \quad (3.5)$$

wobei G_{res} die Verluste der Varaktoren sowie des Leitungsresonators zusammenfasst. In dieser Arbeit wird der unbelastete Gütefaktor Q_u der Resonatoren mit dem in Abschnitt 2.3.3 beschriebenen Verfahren aus den Streuparametern des verlustbehafteten Filternetzwerks bestimmt. Somit kann Q_u der Resonatoren bei unterschiedlichen Filterkonfigurationen direkt aus dem realisierten Filternetzwerk bestimmt werden. Der belastete Gütefaktor Q_L eines Resonators ergibt sich aus dem unbelasteten Gütefaktor Q_u und dem externen Gütefaktor Q_e :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e}. \quad (3.6)$$

In Abbildung 3.2 c ist das Ersatzschaltbild eines Parallelschwingkreises mit einer externen Last G_L gegeben. Der externe Gütefaktor ergibt sich für einen durch eine externe Last G_L belasteten Parallelschwingkreis zu

$$Q_e = \frac{2\pi f_0 C_{\text{res}}}{G_L}. \quad (3.7)$$

Dies verdeutlicht, dass die externe Güte Q_e durch die Verwendung einer steuerbaren I/O-Kopplung zwischen der externen Last und dem Resonator eingestellt werden kann.

Steuerbarer externer Gütefaktor

Für ein rekonfigurierbares Filternetzwerk mit einem Mittenfrequenzintervall I_{f_0} , Bandbreitenintervall I_B und einer definierten Koppelmatrix \mathbf{m} ergibt sich nach Gleichung (2.49) der Abstimmbereich der externen Gütefaktoren. Dieser Abstimmbereich muss für eine konstante Filter-Charakteristik von einer steuerbaren I/O-Kopplung abgedeckt werden. Für eine möglichst hohe Abstimmbarkeit τ_{Q_e} des externen Gütefaktors wird eine Koppelstruktur mit einer minimalen statischen und folglich maximalen variablen Kopplung angestrebt. In Abbildung 3.3 a ist ein Ersatzschaltbild einer steuerbaren I/O-Kopplung für einen Hairpin-Resonator dargestellt. Die steuerbare I/O-Kopplung besteht aus einer variablen Reaktanz X_e , die eine definierte Last G_L an den Resonator koppelt, wobei der kapazitive Anteil durch einen Varaktor abstimbar ist. Für eine maximale Abstimmbarkeit τ_{Q_e} wird die Reaktanz mit dem Ende des Hairpin-Resonators verbunden, an dem das maximale E -Feld auftritt.

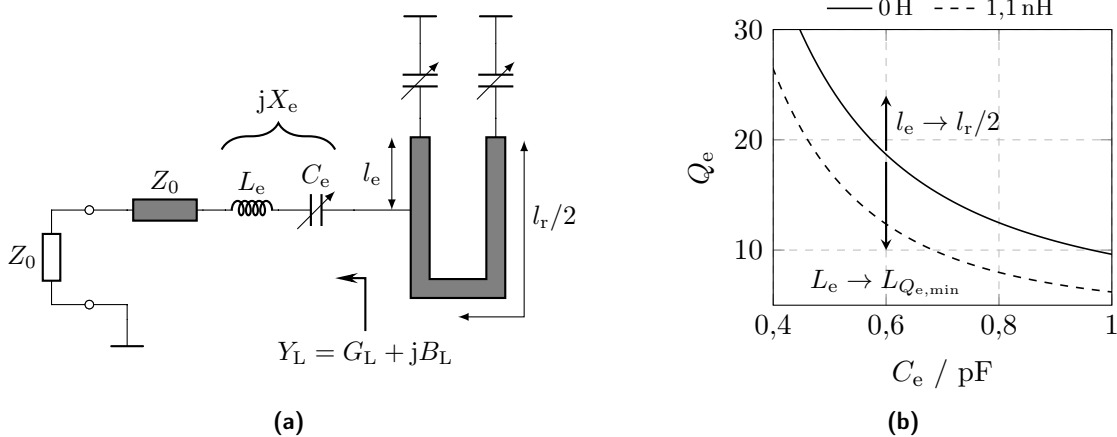


Abbildung 3.3: (a) Ersatzschaltbild der steuerbaren I/O-Kopplung mit der abstimmbaren Reaktanz X_e und (b) exemplarischer Verlauf der externen Güte Q_e für $l_e = 0 \text{ mm}$, unterschiedliche Induktivitäten L_e über der Kapazität C_e .

Nach dem in Gleichung (3.7) dargestellten Zusammenhang kann der externe Gütefaktor durch eine steigende externe reelle Last G_L reduziert werden. Die externe Lastadmittanz Y_L in Abbildung 3.3 a ist gegeben durch

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = G_L + jB_L = \frac{1}{Z_0 + jX_e} = \underbrace{\frac{Z_0}{Z_0^2 + X_e^2}}_{G_L} + j \underbrace{\frac{-X_e}{Z_0^2 + X_e^2}}_{B_L} \bigg|_{\text{Im}(Z_0)=0}, \quad (3.8)$$

wobei $X_e = 2\pi f_0 L_e - (2\pi f_0 C_e)^{-1}$ die steuerbare Reaktanz und Z_0 die reelle Last ist. Folglich stellt sich für $X_e = 0$ der minimale externe Gütefaktor ein. Durch eine zusätzliche Induktivität L_e kann die steuerbare Reaktanz X_e in Richtung Null und zu positiven Werten hin verschoben werden. Daraus ergibt sich für eine Induktivität von

$$L_{Q_{e,\min}} = \frac{1}{(2\pi f_{0,\max})^2 C_{e,\max}}, \quad (3.9)$$

der minimale Gütefaktor $Q_{e,\min}$. In Abbildung 3.3 b ist ein exemplarischer Verlauf des externen Gütefaktors Q_e als Funktion der steuerbaren Kapazität C_e für unterschiedliche Werte der Induktivität L_e gezeigt. Mit einer steigenden Induktivität L_e unter der Bedingung $0 < L_e < L_{Q_{e,\min}}$ nimmt der externe Gütefaktor ab. Für $L_e > L_{Q_{e,\min}}$ steigt der externe Gütefaktor wieder an. Mit steigender Distanz l_e nimmt der externe Gütefaktor zu und erreicht sein Maximum bei $l_e = l_r/2$ [Won79]. Die Pfeile in Abbildung 3.3 b symbolisieren die Verschiebung des Abstimmereichs des externen Gütefaktors Q_e in Abhängigkeit von der Distanz l_e und der Induktivität L_e . Einhergehend mit einer steigenden Distanz l_e oder einer steigenden Induktivität L_e nimmt die Abstimmbarkeit τ_{Q_e} der steuerbaren I/O-Kopplung ab. Die Extraktion des externen Gütefaktors aus den gemessenen oder simulierten Streuparametern einer I/O-Kopplung ist in Abschnitt 2.3 beschrieben.

Steuerbare Interresonator-Kopplung

Neben einem abstimmbaren externen Gütefaktor müssen die Interresonator-Kopplungen des Filternetzwerks für einen gegebenen Mittenfrequenz- und Bandbreitenbereich kontinuierlich steuerbar sein. Die Kopplung zwischen zwei Leitungsresonatoren setzt sich aus der magnetischen und elektrischen Kopplung der Streufelder der Hairpin-Resonatoren zusammen

$$k = k_E \pm k_M. \quad (3.10)$$

Abhängig von der Orientierung der Leitungsresonatoren zueinander und der gegebenen Feldverteilung auf den Resonatoren überlagern sich die elektrische und magnetische Kopplung destruktiv oder konstruktiv. Unter Verwendung einer steuerbaren Kapazität kann eine zusätzliche steuerbare elektrische Kopplung zwischen den Resonatoren eingefügt werden. Die Kopplung k_E fasst die elektrische Kopplung der Streufelder und die elektrische Kopplung durch eine zusätzliche Kapazität zusammen.

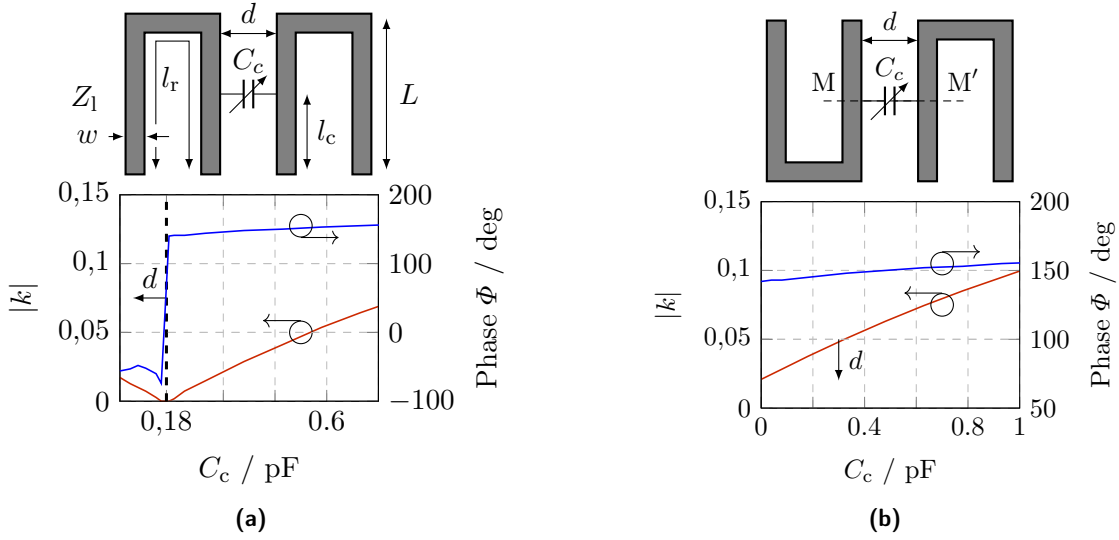


Abbildung 3.4: Simulierter Betrag des Koppelfaktors k und Phase Φ der steuerbaren Interresonator-Kopplung in (a) paralleler und (b) anti-paralleler Orientierung der Hairpin-Resonatoren. Die Distanz d zwischen den Resonatoren beträgt 0,8 mm. Die Pfeile geben die Tendenz des Koppelfaktors mit steigender Distanz d an. Resonatordimensionen: $w = 0,85$ mm, $Z_1 = 60,7 \Omega$, $l_c = 2$ mm und $l_r = 11,6$ mm.

In Abbildung 3.4 ist der Betrag des Koppelfaktors k sowie die Phase Φ für eine parallele und anti-parallele Orientierung der Hairpin-Resonatoren über die steuerbare Koppelkapazität C_c gezeigt. In der parallelen Orientierung in Abbildung 3.4 a lässt sich eine Nullstelle des Koppelfaktors k bei einer Kapazität von $C_c \approx 0,18$ pF erkennen. Für diese Kapazität überlagern sich die elektrischen und magnetischen Kopplung zu Null. Die Kopplung ist somit destruktiv. Folglich gilt für eine parallele Orientierung der Resonatoren zueinander

$$k = k_E - k_M \text{ mit } k_E, k_M > 0. \quad (3.11)$$

Der Phasensprung von $\approx 180^\circ$ zeigt zusätzlich den Übergang zwischen einer dominierenden magnetischen und einer dominierenden elektrischen Kopplung auf [Hon11; YR15]. Eine steigende Distanz d zwischen den Resonatoren reduziert die magnetische Kopplung und führt zu einer Verschiebung der Nullstelle in Richtung $C_c = 0$. Einhergehend mit einer sinkenden magnetischen Kopplung nimmt die Abstimmbarkeit der gesamten Kopplung k zu. Für einen Varaktor C_c mit einem Kapazitätsbereich zwischen $C_{c,\min}$ und $C_{c,\max}$ ergibt sich die maximale Abstimmbarkeit, wenn $k(C_{c,\min}) = 0$ gilt. In diesem Fall ermöglicht die Nullstelle der Kopplung bei $C_{c,\min}$ eine Abstimmbarkeit τ_k von $\approx 100\%$. Die symmetrische Feldverteilung auf den Resonatoren lässt eine Position des Varaktors beim Maximum des E -Feldes am Ende des Hairpin-Resonators zu. Somit können eine hohe Abstimmbarkeit τ_k und ein hoher Koppelfaktor k bei $l_c = 0$ erzielt werden. Mit steigender Distanz $l_c > 0$ nehmen die Abstimmbarkeit und der Abstimmungsbereich des Koppelfaktor ab.

In der anti-parallelen Orientierung in Abbildung 3.4 b lässt sich ein mit der Koppelkapazität C_c steigender Koppelfaktor k erkennen. Mit einer sinkenden Distanz d zwischen den Resona-

toren nehmen die statische magnetische sowie elektrische Kopplung durch die Streufelder ab und führt folglich zu einem insgesamt sinkendem Koppelfaktor k bei einer steigenden Abstimmbarkeit τ_k . In der Simulation kann durch die Stetigkeitsbedingung des E - und H -Feldes eine konstruktive Überlagerung der magnetischen und elektrischen Kopplung bestätigt werden. Die Phase der Koppelstruktur ist über den gesamten Abstimbereich annähernd konstant, wobei die leichte Steigung der Phase auf eine Verschiebung der Resonanzfrequenz durch die Koppelkapazität zurückgeführt werden kann.

Die maximale Abstimmbarkeit τ_k sowie der maximale Abstimbereich des Koppelfaktors ergeben sich für einen einzelnen Varaktor auf der mittigen Achse M-M', vgl. Abbildung 3.4 b, oder für eine achsensymmetrische Anordnung von Varaktoren an dieser Achse. Im Vergleich zur parallelen Orientierung zeigt die anti-parallele Orientierung eine reduzierte Abstimmbarkeit τ_k bei einem höheren absoluten Koppelfaktor.

Zusammenfassend eignen sich beide Orientierungen für die Realisierung steuerbarer Interresonator-Kopplungen. Eine destruktive Überlagerung der magnetischen und elektrischen Kopplung führt trotz einer Koppelkapazität $C_c > 0$ zu einer Nullstelle des Koppelfaktor k . Dies ermöglicht zum einen die Realisierung von Filter-Charakteristiken, die insbesondere bei höheren Mittenfrequenzen kleine Koppelfaktoren benötigen, und zum anderen eine hohe Abstimmbarkeit τ_k von bis zu 100 %. Eine anti-parallele Orientierung, mit einer konstruktiven Überlagerung der magnetischen und elektrischen Streufelder, eignet sich für Filter-Charakteristiken oder Mittenfrequenzbereiche, die hohe absolute Koppelfaktoren benötigen. Letztendlich muss die Konfiguration in Abhängigkeit der benötigten Koppelfaktorenbereiche gewählt werden.

3.2.2 Allpol-Bandpassfilter mit einer definierten Filter-Charakteristik

Entwurf und Realisierung

Im folgenden Abschnitt wird ein Hairpin-Bandpassfilter mit einer kontinuierlich abstimmbaren Mittenfrequenz und Bandbreite sowie einer definierten konstanten *equiripple* Tschebyscheff-Charakteristik vorgestellt. Für das Filternetzwerk wird eine symmetrische Tschebyscheff-Filterfunktion dritter Ordnung mit einer definierten Rückflusdämpfung RL von 16,4 dB im Durchlassbereich gewählt. Die Allpol-Filterfunktion besitzt keine Übertragungsnullstellen, die zu endlichen Frequenzen verschoben sind, folglich wird keine Querkopplungen zwischen den Resonatoren benötigt. Die normalisierte und in die *Folded-Form* transformierte Koppelmatrix \mathbf{m} ergibt sich nach der Berechnungsvorschrift in Abschnitt 2.2.2 zu

$$\mathbf{m} = \begin{pmatrix} 0 & 0.9846 & 0 & 0 & 0 \\ 0.9846 & 0 & 0.9192 & 0 & 0 \\ 0 & 0.9192 & 0 & 0.9192 & 0 \\ 0 & 0 & 0.9192 & 0 & 0.9846 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9846 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.12)$$

In Abbildung 3.5 ist das der Koppelmatrix \mathbf{m} entsprechende Filternetzwerk als Graph visualisiert.

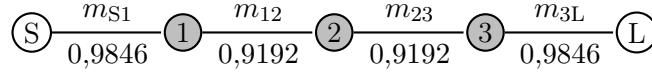


Abbildung 3.5: Graphendarstellung der Koppelmatrix in (3.12).

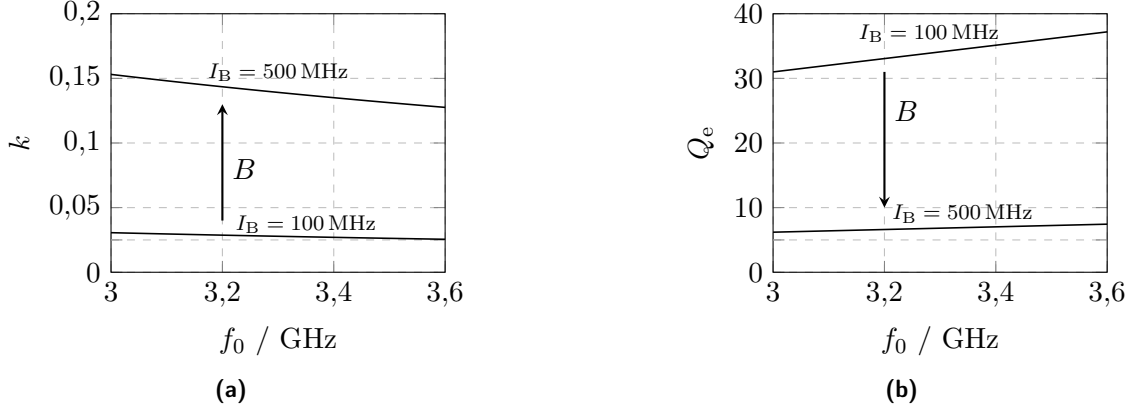


Abbildung 3.6: Berechneter Abstimmbereich der (a) Interresonator-Kopplung k und des (b) externen Gütefaktors Q_e für das Mittenfrequenzintervall I_{f_0} und das Bandbreitenintervall I_B bei einer definierten Tschebyscheff-Charakteristik mit der normierten Koppelmatrix \mathbf{m} in (3.12).

Das Filter ist für eine Mittenfrequenzintervall I_{f_0} zwischen 3 GHz und 3,6 GHz mit einem absoluten Bandbreitenintervall I_B zwischen 100 MHz und 500 MHz ausgelegt. Der Abstimmbereich \mathbf{A}^\square , in dem alle möglichen Kombinationen aus dem Mittenfrequenz- und Bandbreitenintervall eingestellt werden können, ergibt sich aus dem kartesischen Produkt der Intervallgrenzfrequenzen zu

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^\square &\equiv [I_{f_0,\min}, I_{f_0,\max}] \times [I_{B,\min}, I_{B,\max}] \\ &\equiv \left\{ (f_0, B) \in \mathbb{R}^2 \mid I_{f_0,\min} \leq f_0 \leq I_{f_0,\max}, I_{B,\min} \leq B \leq I_{f_0,\max} \right\}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Die geforderten Abstimmbereiche der Interresonator-Koppelung sowie des externen Gütefaktors für das gewünschte Mittenfrequenz- und Bandbreitenintervall ergeben sich für die definierte Filter-Charakteristik nach Abschnitt 2.2.2. Die berechneten Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplung $k = k_{12} = k_{23}$ sowie des externen Gütefaktors $Q_e = Q_{e,S1} = Q_{e,3L}$ ergeben sich für die gewünschten Intervalle I_{f_0} und I_B nach Gleichung (2.48) beziehungsweise (2.49) und sind in Abbildung 3.6 dargestellt. Damit eine konstante Filtercharakteristik für alle Filterkonfigurationen garantiert werden kann, müssen die Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplung und des externen Gütefaktors durch eine steuerbare Implementierung abgedeckt werden.

Folglich erfordert das zuvor spezifizierte Bandbreitenintervall zwischen 100 MHz und 500 MHz, welches eine Abstimmbarkeit der Bandbreite τ_B von 80 % aufweist, nach dem linearen Zusammenhang in Gleichung (2.48) eine Abstimmbarkeit der Interresonator-Kopplungen

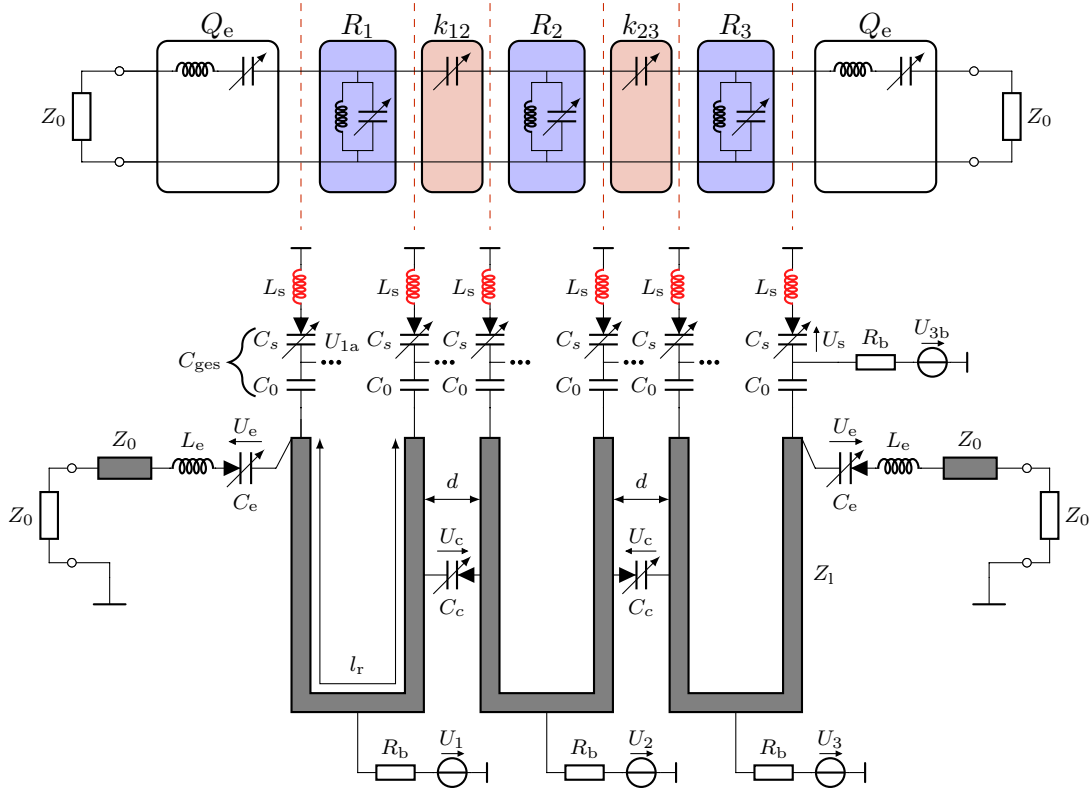


Abbildung 3.7: Ersatzschaltbild (oben) und Schaltung (unten) des Hairpin-Bandpassfilters dritter Ordnung. Für Layout und Dimensionen siehe Anhang E.1

τ_k von 80 %. In den Voruntersuchungen der Interresonator-Kopplungen in Abschnitt 3.2.1 wurde gezeigt, dass durch die Orientierung der Hairpin-Resonatoren und deren Position zueinander der Koppelfaktor sowie dessen Abstimmbarkeit eingestellt werden kann. Hierbei zeigte eine parallele Orientierung im Vergleich zu einer anti-parallelen Orientierung der Hairpin-Resonatoren eine deutlich höhere Abstimmbarkeit τ_k und ermöglicht die Realisierung von geringeren Koppelfaktoren. Aufgrund des angestrebten Bandbreitenintervalls wird für das Filternetzwerk eine parallele Orientierung der Resonatoren gewählt.

Das Ersatzschaltbild und Layout des Hairpin-Filters dritter Ordnung ist in Abbildung 3.7 gezeigt. Die Mittenfrequenz des Hairpin-Filters wird in Abhängigkeit der variablen Varaktorkapazität C_s an den Enden der Hairpin-Resonatoren R_1, R_2 und R_3 eingestellt. Die in diesem Abschnitt verwendeten Varaktoren in Halbleiter-Technologie besitzen kein integriertes Versorgungsnetzwerk und werden über eine anliegende Steuerspannung beziehungsweise Sperrvorspannung angesteuert. Damit die Varaktoren für die Steuerung der Interresonator-Kopplungen, der I/O-Kopplungen sowie der Mittenfrequenz einzeln angesteuert werden können, wird eine zusätzliche statische Kapazität C_0 zur Entkopplung der einzelnen Steuerspannungen den Varaktoren C_s in Reihe geschaltet. Die variable Lastkapazität C_{ges} an den

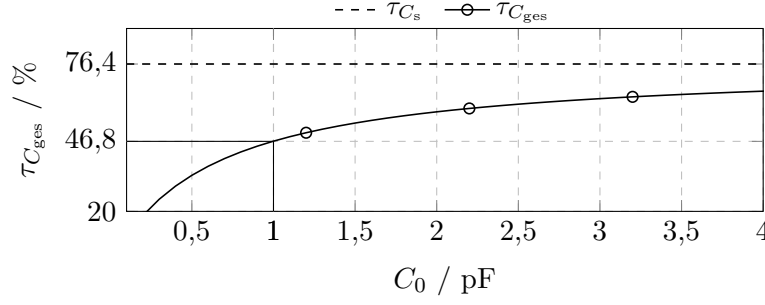


Abbildung 3.8: Abstimmbarkeit $\tau_{C_{\text{var}}}$ in Abhängigkeit der statischen Kapazität C_0 .

Enden des Hairpin-Resonators ergibt sich folglich aus der Reihenschaltung des Varaktors C_s und der statischen Kapazität C_0 zu

$$C_{\text{ges}}(C_s) = \frac{C_0 C_s}{C_0 + C_s}. \quad (3.14)$$

Aus der Lastkapazität lässt sich deren Abstimmbarkeit $\tau_{C_{\text{ges}}}$ wie folgt ableiten

$$\tau_{C_{\text{ges}}} = 1 - \frac{C_{s,\text{min}} C_{s,\text{max}} + C_0 C_{s,\text{min}}}{C_{s,\text{min}} C_{s,\text{max}} + C_0 C_{s,\text{max}}}, \quad (3.15)$$

wobei der Einfluss der statischen Kapazität C_0 deutlich wird. Ausgehend von kommerziell erhältlichen Halbleiter-Varaktoren und dem gewünschten Mittenfrequenzintervall wurde für C_s der Varaktor *SMV1405* von *Skyworks* mit einem Kapazitätsbereich zwischen 0,63 pF und 2,67 pF und einer Abstimmbarkeit τ_{C_s} von 76,4 % ausgewählt. In Abbildung 3.8 ist die Abstimmbarkeit $\tau_{C_{\text{ges}}}$ der Lastkapazität C_{ges} als Funktion der statischen Kapazität C_0 aufgetragen. Die Abstimmbarkeit $\tau_{C_{\text{ges}}}$ nähert sich der des Varaktors τ_{C_s} durch ein steigendes Verhältnis zwischen der statischen Kapazität C_0 und der maximalen Varaktorkapazität $C_{s,\text{max}}$ an. Mit einer steigenden statischen Kapazität C_0 erhöht sich deren parasitäre Induktivität, wodurch sich deren Eigenresonanz zu niedrigeren Frequenzen verschiebt. Weiterhin muss die Durchbruchspannung der statischen Kapazität C_0 oberhalb der maximalen Steuerspannung für die Varaktoren liegen. Unter Berücksichtigung dieser Faktoren wurde eine statische Kapazität C_0 von 1 pF aus der Serie *ACCU-P* von *AVX Corporation* ausgewählt. Damit ergibt sich eine Lastkapazität zwischen 0,3 pF und 1,73 pF mit einer Abstimmbarkeit $\tau_{C_{\text{ges}}}$ von 46,8 %. Die Impedanz der variablen Last an den Enden der Resonatoren ergibt sich zu

$$Z_{\text{var}}(f, C_s) = j2\pi f L_s + \frac{1}{j2\pi f C_{\text{ges}}}, \quad (3.16)$$

wobei $L_s \approx 0,8 \text{ nH}$ die parasitären Induktivitäten des Varaktors, der statischen Kapazität sowie der Durchkontaktierung zur HF-Masse zusammenfasst. Die Impedanz $Z_{\text{res}}(f)$ des Resonators ergibt sich durch Einsetzen der Lastimpedanz Z_{var} in Gleichung (3.2). Eine erste Näherung des Mittenfrequenzbereichs ergibt sich durch numerisches Lösen von $Z_{\text{res}}(f) \stackrel{!}{=} 0$ für die minimale und maximale Lastkapazität C_{var} , wobei sich die minimale Mittenfrequenz $f_{0,\text{min}}$ bei der maximalen Lastkapazität $C_{\text{var},\text{max}}$ und umgekehrt einstellt. Hierbei wurde das

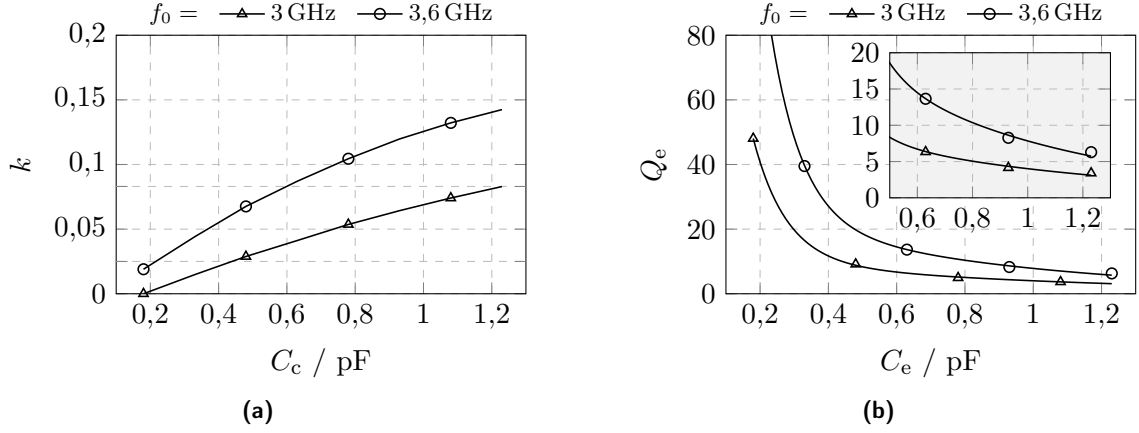


Abbildung 3.9: Extrahierter Abstimmbereich der (a) Interresonator-Kopplung k und des (b) externen Gütefaktors Q_e für die obere und untere Grenze des Mittenfrequenzintervalls.

Mittenfrequenzintervall zwischen 2,9 GHz und 4,1 GHz mit einer mittleren Resonatorlänge l_r von 11,6 mm und einer Wellenimpedanz Z_l von $60,7 \Omega$ eingestellt. Der Einfluss der in den folgenden Abschnitten beschriebenen, steuerbaren Interresonator-Kopplung und der I/O-Kopplung wurde in der Abschätzung des Mittenfrequenzintervalls durch eine zusätzliche statische Reaktanz berücksichtigt.

Infolge der parallelen Ausrichtung der Hairpin-Resonatoren überlagert sich die elektrische und magnetische Kopplung destruktiv. Der Koppelfaktor k ergibt sich zu

$$k = k_E - k_M \text{ mit } k_E, k_M > 0, \quad (3.17)$$

wobei k_E die Kopplung durch den Varaktor und das elektrische Streufeld zwischen den Resonatoren zusammenfasst. Nach den Voruntersuchungen in Abschnitt 3.2.1 kann die Nullstelle des Koppelfaktors bei $k_E = k_M$ durch die magnetische Kopplung und folglich durch die Distanz d zwischen den Resonatoren angepasst werden, siehe Abbildung 3.4 a. Für die Steuerung der Interresonator-Kopplung wird der Varaktor *MA46H120* von *MACOM* mit einem Kapazitätsbereich zwischen 0,18 pF und 1,1 pF und einer Abstimmbarkeit von 84 % verwendet. Für den geforderten Abstimmbereich des Koppelfaktors k in Abbildung 3.6 a ergibt sich eine optimale Konfiguration bei einer Distanz d von 0,8 mm zwischen den Resonatoren und einer mittigen Positionierung des Varaktors bei $l_c = L/2$. Der Koppelfaktor zwischen zwei gekoppelten Resonatoren wird nach dem Verfahren in Abschnitt 2.3.2 aus den simulierten Eigenfrequenzen berechnet. Die Eigenfrequenzen der Koppelstruktur wurden mit dem *Eigenmode Solver* in der Simulationsumgebung *CST Studio Suite* simuliert.

In Abbildung 3.9 a ist der extrahierte Koppelfaktor k über die Varaktorkapazität C_c für die obere und untere Grenzfrequenz des Mittenfrequenzintervalls I_{f_0} aufgetragen. Hierbei wird deutlich, dass für die obere Grenzfrequenz $I_{f_0, \max} = 3,6$ GHz der geforderte Koppelfaktorbereich zwischen 0,025 und 0,127 abgedeckt wird. Jedoch liegt bei der unteren Grenzfrequenz $I_{f_0, \min} = 3$ GHz die obere Grenze des Koppelfaktors mit 0,83 entsprechend

einer Bandbreite von 280 MHz deutlich unterhalb des geforderten Koppelfaktors von 0,15 entsprechend einer Bandbreite von 500 MHz. Eine Simulation des gesamten Filternetzwerks mit dem *Momentum 3D Planar EM Simulator* in der Simulationsumgebung *ADS* zeigt jedoch, dass das Bandbreitenintervall I_B von 100 MHz bis 500 MHz für das gesamte Mittenfrequenzintervall I_{f_0} abgedeckt wird. Die Abweichung zwischen der Extraktion und der Simulation des gesamten Filternetzwerks lässt sich dadurch erklären, dass die Annahme einer schwachen Interresonator-Kopplung für das Extraktionsverfahren in Abschnitt 2.3.2 nicht erfüllt ist und der Einfluss benachbarter Resonatoren steigt. [Hon11; CKM18]. Letztendlich sollten breitbandige Filternetzwerke mit hohen Koppelfaktoren in einer Simulation des gesamten Filternetzwerks untersucht und entworfen werden. Hierbei können die optimale Position der Varaktoren und die Distanz d zwischen den Resonatoren ermittelt werden. Der Simulationsaufwand der gesamten Filterstruktur ist jedoch insbesondere in Bezug auf die Simulationszeit im Vergleich zu Simulationen einzelner Koppelstrukturen und Resonatoren signifikant höher.

Für die Realisierung eines steuerbaren externen Gütefaktors wird die hierzu benötigte steuerbare I/O-Kopplung beruhend auf den Untersuchungen in Abschnitt 3.2.1 verwendet. Die Position des Varaktors C_e am Ende des Hairpin-Resonators $l_e = 0$ (siehe Abbildung 3.7) resultiert in der maximalen Abstimmbarkeit τ_{Q_e} des externen Gütefaktors. Um den für die maximale Bandbreiten von 500 MHz benötigten externen Gütefaktor $Q_e < 10$ zu erreichen, wird dem Varaktor C_e eine zusätzliche Induktivität L_e in Reihe geschaltet. Für die steuerbare I/O-Kopplung wird der gleiche Varaktor *MA46H120* wie für die Interresonator-Kopplung verwendet. Hierbei konnte mit einer Induktivität L_e von 1,1 nH und dem Kapazitätsbereich des Varaktors der geforderte externe Gütefaktorbereich für die minimale und maximale Grenzfrequenz des Mittenfrequenzintervalls abgedeckt werden. Die Streuparameter der steuerbaren I/O-Kopplung wurden mit dem *Momentum 3D Planar EM Simulator* durchgeführt. Im Anschluss wurde der externe Gütefaktor nach dem Verfahren in Abschnitt 2.3.1 aus den simulierten Streuparametern extrahiert. In Abbildung 3.9 b ist der extrahierte Gütefaktor über die Varaktorkapazität C_e für die obere und untere Grenzfrequenz des Mittenfrequenzintervalls aufgetragen. Die konzentrierte Induktivität L_e wird durch eine Mikrostreifenleitung mit der Länge l_{L_e} von 2,2 mm und einer Wellenimpedanz Z_{L_e} von 87Ω angenähert [CKD68; Hon11].

Zur Ansteuerung der Varaktoren wird ein Versorgungsnetzwerk benötigt, das eine Versorgung der Varaktoren mit der Steuerspannung U_{DC} ermöglicht und eine hohe Isolation zwischen dem HF-Signal und der Gleichspannungsquelle garantiert. Hierzu eignen sich im Allgemeinen reaktive sowie resistive Versorgungsnetzwerke. Reaktive Versorgungsnetzwerke ermöglichen gegenüber resistiven Implementierungen eine hohe Isolation des HF-Signal und eine niederohmige Gleichspannungsversorgung. Weiterhin bietet ein reaktives Versorgungsnetzwerk eine hohe Bandbreite für die Steuerspannung und folglich niedrige Ansprechzeiten für die steuerbare Komponente. Jedoch steigt die geforderte Induktivität des reaktiven Versorgungsnetzwerks mit sinkender Arbeitsfrequenz und hiermit einhergehend deren Eigenresonanz. Aufgrund des angestrebten Frequenzbereichs $I_{f_0, \max} < 4 \text{ GHz}$ wird von einer reaktiven Implementierung abgesehen. Resistive Versorgungsnetzwerke können bis in den hohen GHz-Bereich betrieben werden. Diese ermöglichen über einen Widerstand R_b eine annähernd stromlosen Ansteuerung. Für die verwendeten Varaktoren liegt der Isolations-

widerstand oberhalb von $R_{\text{iso}} > 140 \text{ M}\Omega$ und folglich der maximale Leckstrom $< 100 \text{ nA}$ bei der maximalen Versorgungsspannung. Im Vergleich zu einem Varaktor ohne Versorgungsnetzwerk mit dem Gütefaktor Q_v ist der effektive Gütefaktor eines Varaktors Q_{eff} bei der Verwendung eines resistiven Versorgungsnetzwerks stets geringer. Für einen effektiven Gütefaktor $Q_{\text{eff}} > \rho \cdot Q_v = 99 \% \cdot Q_v$ muss für den Widerstand des Versorgungsnetzwerk

$$R_b > \frac{\rho}{(1 - \rho)} \frac{Q_{v,\text{max}}}{\omega C_{v,\text{min}}} = 99 \cdot \frac{Q_{v,\text{max}}}{\omega C_{v,\text{min}}} \quad (3.18)$$

gelten. Zusätzlich muss $R_b \ll R_{\text{iso}}$ erfüllt sein, um den Spannungsabfall am Versorgungsnetzwerk zu minimieren. Ausgehend von diesen Bedingungen und den gewählten Varaktoren wurde ein Widerstand $R_b = 1 \text{ M}\Omega$ gewählt. Der Spannungsfall $U_b = U_{\text{DC}} \cdot 0,8 \%$ über dem Widerstand R_b wird in der Ansteuerung der Varaktoren berücksichtigt. Die Varaktoren der I/O-Kopplung werden über die Steuerspannung $U_e = U_1 = U_3$ gesteuert. Die Differenzspannung $U_c = U_1 - U_2$ dient als Steuerspannung der Varaktoren C_c für die abstimmbare Interresonator-Kopplung. Durch die Entkopplung der Steuerspannung können die Varaktoren C_s an den Enden der Hairpin-Resonatoren einzeln über die Versorgungsspannung $U_{1a}, U_{1b}, \dots, U_{3b}$ gesteuert werden. Aufgrund dessen, dass Fertigungstoleranzen nicht ganz ausgeschlossen werden können, ist eine individuelle Steuerung der Varaktoren vorteilhaft, um diese Toleranzen auszugleichen. Die verschiedenen Steuerspannungen werden über das im Rahmen dieser Forschungsarbeit entwickelte Versorgungssystem zur Verfügung gestellt. Der Aufbau und die Funktionen dieses Systems sind im Anhang D vorgestellt.

An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, dass die Interresonator-, I/O-Kopplung sowie die Resonanzfrequenz der einzelnen Resonatoren voneinander abhängig sind. Somit führt die Steuerung jeder dieser Parameter zu einer Verstimmung der anderen Parameter. Folglich stellt das Rekonfigurieren eines vollständig rekonfigurierbaren Filternetzwerks auf Basis der Streuparameter eine komplexe Optimierungsaufgabe dar. Damit ist für eine gezielte Rekonfiguration des Filternetzwerks die Extraktion der Filterkonfiguration mit allen Koppelfaktoren und Resonanzfrequenzen der einzelnen Hairpin-Resonatoren aus den Streuparametern von zentraler Bedeutung. So können einzelne verstimmte Kopplungen und Resonatoren identifiziert und neu abgestimmt werden. Hierzu eignet sich das in Abschnitt 2.3.3 vorgestellte Verfahren zur Extraktion der Koppelmatrix aus den verlustbehafteten Streuparametern. Mit diesem Verfahren wurde eine Regelschleife aufgebaut, die eine schnelle und präzise Rekonfiguration des Filternetzwerks zu neuen Filterkonfigurationen ermöglicht.

Kleinsignaluntersuchung

Zur messtechnischen Untersuchung des rekonfigurierbaren Filternetzwerks wurde dieses auf dem Hochfrequenzsubstrat *RO4003C* mit einer Permittivität von $\epsilon_r = 3,3$, einer Substratdicke von $508 \mu\text{m}$ und einer Kupferkaschierung von $35 \mu\text{m}$ aufgebaut. Die Varaktoren C_s sind über Durchkontaktierungen mit einem Durchmesser von $0,4 \text{ mm}$ mit der HF-Masse auf der Unterseite der Filterstruktur verbunden. Die gefertigte Filterstruktur ist in Abbildung 3.10 gezeigt.

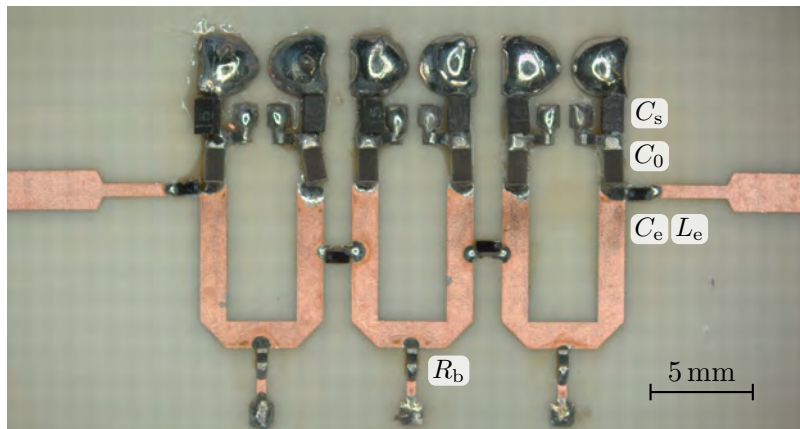


Abbildung 3.10: Foto des realisierten Hairpin-Bandpassfilters dritter Ordnung.

Die Streuparameter der Filterstruktur wurden mit dem Vektor-Netzwerkanalysator (VNA) *PNA-X* von *Keysight Technologies* aufgenommen. Hierbei wurde die Verbindung zwischen dem VNA und der Filterstruktur über SMA-Verbindungen hergestellt. Die Versorgungsspannung zur Ansteuerung der Varaktoren ist über isolierte einzelne Drähte mit einem Durchmesser von $150\ \mu\text{m}$ realisiert. Die Versorgungsspannung zur Ansteuerung der Varaktoren liegt im Bereich zwischen $0\ \text{V}$ und $30\ \text{V}$.

Die Kleinsignaleigenschaften des rekonfigurierbaren Filternetzwerks werden hinsichtlich der Mittenfrequenz- und Bandbreitenabstimmbarkeit, des Reflexionskoeffizienten, der Einfügedämpfung sowie der Gruppenlaufzeit untersucht. In Abbildung 3.11 sind die gemessenen und simulierten Streuparameter sowie die Gruppenlaufzeit gezeigt. Die Simulationen des Filternetzwerks wurden mit *Momentum 3D Planar EM Simulator* in der Simulationsumgebung *ADS* durchgeführt. Der Transmissionskoeffizient zeigt im Durchlassbereich eine Abweichung im Bereich von $1,5\ \text{dB}$ bis $4\ \text{dB}$ zwischen den gemessenen und simulierten Streuparametern, wobei die Abweichung zu niedrigeren Bandbreiten hin steigt. Dies lässt sich auf das Simulationsmodell der Varaktoren zurückführen, in dem die von der Steuerspannung abhängigen Verluste der Varaktoren unzureichend modelliert sind. Die Steigung der Filterflanke liegt im Bereich zwischen $0,04\ \text{dB/MHz}$ und $0,12\ \text{dB/MHz}$ über den gesamten Abstimbereich. Der Reflexionskoeffizient zeigt ausschließlich marginale Abweichungen zwischen den gemessenen und simulierten Streuparametern. Die gewünschte Tschebyscheff-Charakteristik wird mit einer Rückflussdämpfung $RL \approx 16,4\ \text{dB}$ für alle Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfiguration erzielt.

In Hinblick auf Kommunikationssysteme ist ein linearer Phasengang beziehungsweise eine konstante Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich erforderlich, um Signalverzerrungen zu vermeiden. Die Anforderungen an das HF-Frontend und im Speziellen an die Filternetzwerke sind direkt von den Systemparametern wie zum Beispiel des verwendeten Modulationsverfahrens abhängig. Die in dieser Arbeit untersuchten Filternetzwerke zielen auf keine spezielle Anwendung ab und lassen sich somit nicht auf Grundlage einer speziellen Spezifikation beurteilen. Die Gruppenlaufzeit des rekonfigurierbaren Filternetzwerk ist in Abbildung 3.11

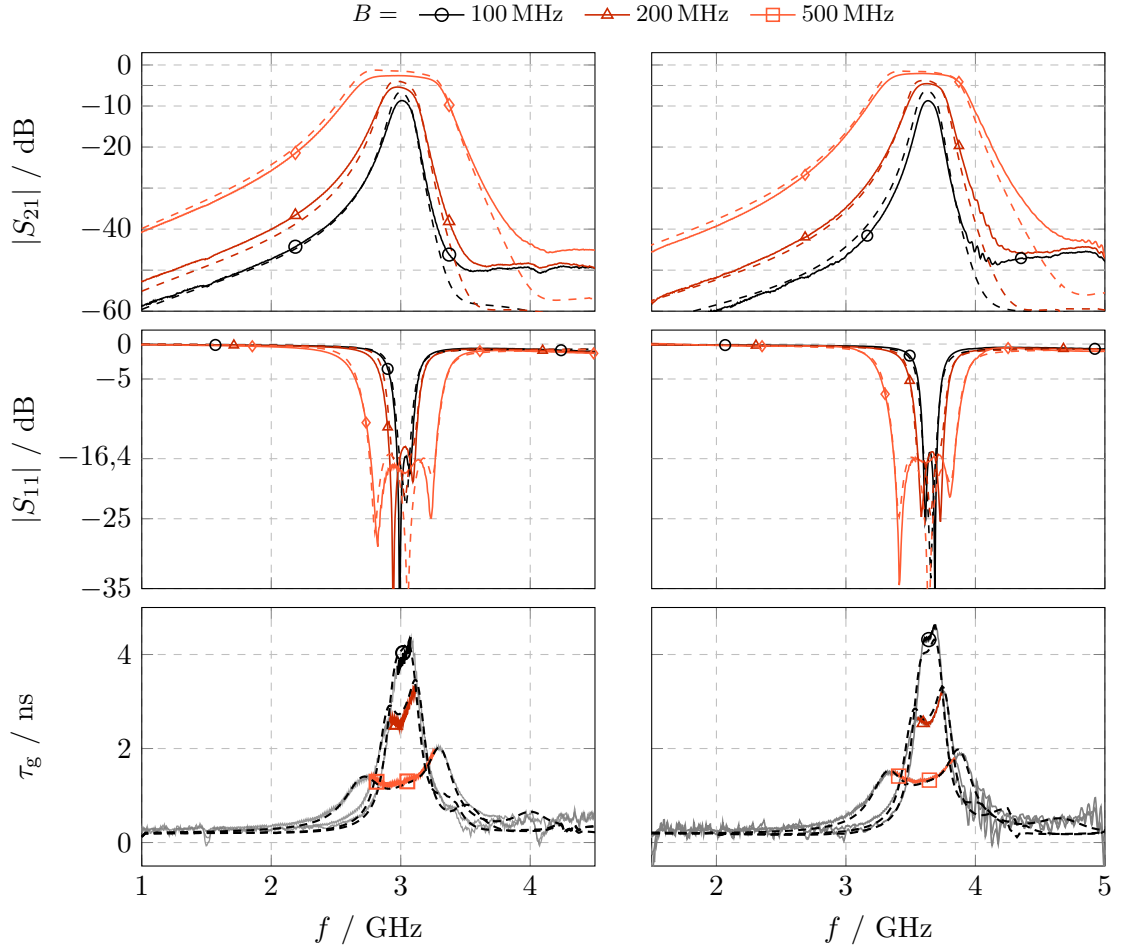


Abbildung 3.11: Gemessene und simulierte (gestrichelt) Streuparameter sowie Gruppenlaufzeit des Hairpin-Bandpassfilters dritter Ordnung für die untere (links) und obere (rechts) Grenzfrequenz des Mittenfrequenzintervalls I_{f_0} bei drei Bandbreitenkonfigurationen. Die Filterantworten bei den unterschiedlichen Filterkonfigurationen zeigen eine definierte Tschebyscheff-Charakteristik mit einer minimalen Rückflussdämpfung $RL \approx 16,4$ dB.

für verschiedene Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfigurationen gezeigt. Im gesamten Abstimmbereich des rekonfigurierbaren Filters liegen die Standardabweichungen der Gruppenlaufzeit unterhalb von 0,3 ns.

In Abbildung 3.12 ist der Abstimmbereich \mathbf{A}' mit allen möglichen Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfiguration bei einer definierten Tschebyscheff-Charakteristik mit einer Rückflussdämpfung $RL \approx 16,4$ dB gezeigt. Der rekonfigurierbare Bandpassfilter ermöglicht folglich unterschiedliche abstimmbare Mittenfrequenzbereiche $\Delta f_0|_B$ bei konstanten Bandbreiten B und abstimmbare Bandbreitenbereiche $\Delta B|_{f_0}$ bei konstanten Mittenfrequenzen f_0 . Im Abstimmbereich \mathbf{A}^\blacksquare können alle Kombinationen aus dem Mittenfrequenzintervall I_{f_0} und

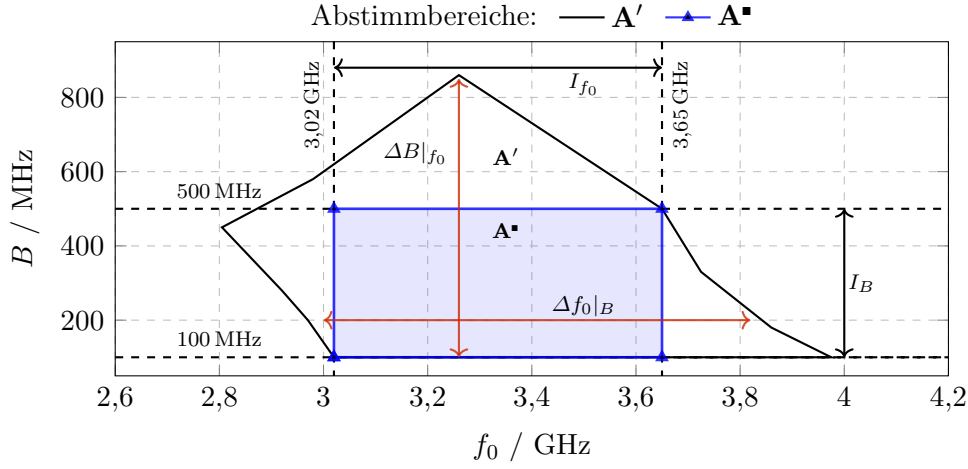


Abbildung 3.12: Abstimmbereiche des rekonfigurierbaren Hairpin-Bandpassfilters für eine definierte Tschebyscheff-Charakteristik mit einer minimalen Rückflussdämpfung $RL \approx 16,4$ dB.

Bandbreitenintervall I_B konfiguriert werden. Die Abstimmbarkeit eines Mittenfrequenzbereichs ist gegeben zu

$$\tau_{f_0}(B) = \left. \frac{f_{0,\max} - f_{0,\min}}{f_{0,\max}} \right|_B = \left. \frac{\Delta f_0}{f_{0,\max}} \right|_B \quad (3.19)$$

für eine konstante absolute Bandbreite B und die Abstimmbarkeit der Bandbreite ergibt sich zu

$$\tau_B(f_0) = \left. \frac{B_{\max} - B_{\min}}{B_{\max}} \right|_{f_0} = \left. \frac{\Delta B}{B_{\max}} \right|_{f_0} \quad (3.20)$$

für eine konstante Mittenfrequenz f_0 .

Die Messungen zeigen einen Mittenfrequenzbereich zwischen 2,8 GHz und 4 GHz. Bei der konstanten absoluten Bandbreite von 100 MHz zeigt das Filter den maximalen Mittenfrequenzbereich zwischen 3,02 GHz und 3,975 GHz mit einer Abstimmbarkeit von $\tau_{f_0,\max}$ von 24 %. Die Abstimmbarkeit $\tau_{f_0,\max}$ liegt deutlich unter der Abstimmbarkeit τ_{C_s} des Varaktors aufgrund der zusätzlichen statischen Kapazität C_0 , die für eine individuelle Steuerung der Varaktoren benötigt wird, vgl. Abbildung 3.8. Der maximale Bandbreitenbereich liegt zwischen 100 MHz und 860 MHz mit einer Abstimmbarkeit $\tau_{B,\max}$ von 88 % bei einer Mittenfrequenz von 3,28 GHz.

Das Mittenfrequenzintervall I_{f_0} , in dem das spezifizierte Bandbreitenintervall I_B abgedeckt ist, liegt zwischen 3,02 GHz bis 3,65 GHz mit einer Abstimmbarkeit von $\tau_{I_{f_0}}$ von 17,3 %. Das gemessene Bandbreitenintervall I_B liegt im gewünschten Frequenzbereich zwischen 100 MHz und 500 MHz mit einer Abstimmbarkeit von τ_{I_B} von 80 %. Der Abstimmbereich A'' , in dem alle Kombinationen aus dem Mittenfrequenz und Bandbreitenintervall eingestellt werden können, ist folglich im Vergleich zum gewünschten Mittenfrequenzintervall um ≈ 20 MHz zu

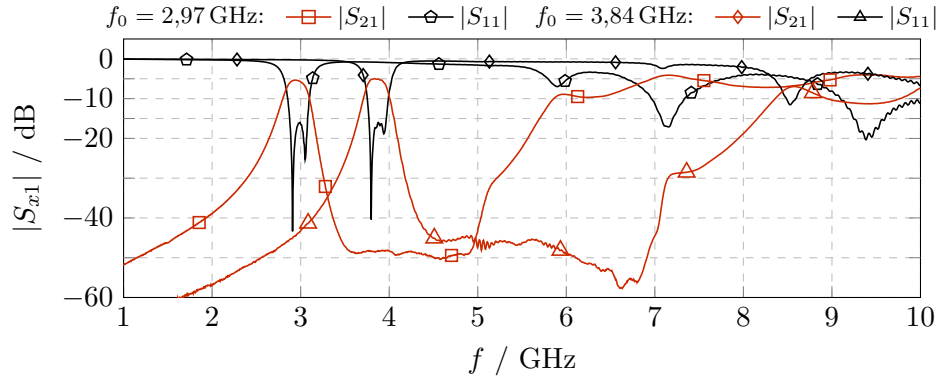


Abbildung 3.13: Gemessene Streuparameter bei der oberen und unteren Grenzfrequenz des Mittenfrequenzbereichs $\Delta f_0|_B$ aus dem für eine absolute Bandbreite $B = 200$ MHz.

höheren Frequenzen hin verschoben. Neben weiteren Abstimmbereichen mit allen möglichen Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfigurationen kann der zur Verfügung stehende Abstimmbereich der Koppelfaktoren für eine Rekonfiguration der Filter-Charakteristik verwendet werden. Für die unterschiedlichen Filter-Charakteristiken ergeben sich unterschiedliche Mittenfrequenz- und Bandbreitenbereiche.

Die Einfügedämpfung (engl. *insertion loss*, IL) liegen im Abstimmbereich zwischen 2,1 dB und 8,7 dB bei der beziehungsweise der minimalen Bandbreitenkonfiguration. Der unbelastete Gütefaktor Q_u der Resonatoren liegt im Abstimmbereich zwischen 45 und 58, wobei sich das Minimum des Gütefaktors für die untere Grenzfrequenz des Bandbreitenintervalls I_B einstellt.

In Abbildung 3.13 sind die Streuparameter bei der oberen und unteren Grenzfrequenz des Mittenfrequenzbereichs aus dem Abstimmbereich \mathbf{A}' für eine konstante absolute Bandbreite von 200 MHz gezeigt. Aufgrund des harmonischen Durchlassbereichs zeigt die Filterantwort keinen durchgehenden Sperrbereich. Ausgehend von einer minimalen Sperrdämpfung $A_s > 40$ dB liegt die minimale obere Grenzfrequenz des Sperrbereichs bei 5 GHz.

3.2.3 Rekonfigurierbares quergekoppeltes Bandpassfilter

Entwurf und Realisierung

Im Folgenden wird ein rekonfigurierbares quergekoppeltes Bandpassfilter mit einer abstimmbaren Mittenfrequenz und Bandbreite sowie einer konstanten definierten Filter-Charakteristik vorgestellt. Teilergebnisse der Untersuchung des quergekoppelten Bandpassfilters wurden bereits in [Sch+20] veröffentlicht. Das Filter ist für ein Mittenfrequenzintervall I_{f_0} zwischen 1,55 GHz und 1,75 GHz und das Bandbreitenintervall I_B zwischen 60 MHz und 140 MHz ausgelegt. Für eine hohe Selektivität der Filterfunktion werden zwei Übertragungsnullstellen symmetrisch um den Durchlassbereich bei $\Omega_{TZ} = \pm 2$ im normalisierten Tiefpass-Frequenzbereich

positioniert. Für das Filternetzwerk ist eine symmetrische Tschebyscheff-Filterfunktion vierter Ordnung mit einer definierten Rückflussdämpfung RL von 20 dB im Durchlassbereich gewählt. Die normalisierte und in die *Folded-Form* transformierte Koppelmatrix \mathbf{m} ergibt sich nach der Berechnungsvorschrift in Abschnitt 2.2.2 zu

$$\mathbf{m} = \begin{pmatrix} 0 & 1,0247 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,0247 & 0 & 0,8757 & 0 & -0,1521 & 0 \\ 0 & 0,8757 & 0 & 0,7602 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,7602 & 0 & 0,8757 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,8757 & 0 & 1,0247 \\ 0 & -0,1521 & 0 & 0 & 1,0247 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.21)$$

Nach der Koppelmatrix \mathbf{m} weist die Querkopplung m_{14} und die restlichen Interresonator-Kopplungen ein entgegengesetztes Vorzeichen auf. Dies bedeutet für die Realisierung, dass die Querkopplung eine dominierend magnetische und die restlichen Interresonator-Kopplungen eine dominierende elektrische Kopplung besitzen müssen oder umgekehrt. Für die Realisierung einer steuerbaren Interresonator-Kopplung mit einer hohen Abstimmbarkeit wird eine dominierende elektrische Kopplung benötigt.

Die Querkopplung wird in diesem Filterentwurf als statische Kopplung realisiert, um zusätzliche Verluste durch abstimmbare Komponenten zu vermeiden. Mit einem steigendem Betrag der normalisierten Querkopplung $|m_{14}|$ rücken die Übertragungsnullstellen in Richtung der Grenzfrequenz des Durchlassbereichs bei $\Omega_c = \pm 1$. Für ein steuerbares Filter mit einer statischen Querkopplung k_{14} verschieben sich folglich die Übertragungsnullstellen über den Abstimbereich. Nach Gleichung (2.48) liegt das Minimum von $|m_{14}|$ und einhergehend der maximale Abstand zwischen den Übertragungsnullstellen und dem Durchlassbereich bei der minimalen Mittenfrequenz und maximalen Bandbreite des Abstimbereichs. Für den Filterentwurf wird $\Omega_{TZ} = \pm 2$ als maximaler Abstand der Übertragungsnullstellen bei dem Minimum von $|m_{14}|$ gewählt und folglich eine Verschiebung im Abstimbereich in Richtung des Durchlassbereichs durch eine steigende Mittenfrequenz und eine sinkende Bandbreite akzeptiert. Für den gewählten Abstimbereich ergibt sich nach Gleichung (2.48) die statische Querkopplung k_{14} zu $-0,014$.

Die Koppelmatrix in (3.21) und die hieraus resultierende Graphendarstellung des Filternetzwerks sind in Abbildung 3.14 a gezeigt. Für die Implementierung von zusätzlichen Querkopplungen wird eine Resonatorgeometrie gefordert, die neben den Interresonator-Kopplungen und I/O-Kopplung zusätzliche Querkopplungen ermöglicht. Quadratische Leitungsresonatoren ermöglichen in planaren Implementierungen bis zu vier Kopplungen zu weiteren Resonatoren und/oder zur Quellen- oder Lastimpedanz und werden im folgenden Entwurf verwendet. Abbildung 3.14 b zeigt das Ersatzschaltbild des quergekoppelten Filternetzwerks vierter Ordnung. In Abhängigkeit der Orientierung und der Distanz zwischen den Resonatoren kann eine dominierende elektrische oder magnetische Kopplung erzielt werden [Hon11]. Eine destruktive Überlagerung der elektrischen und magnetischen Kopplung, wie in Abschnitt 3.2.1 beschrieben, ist für die quadratischen Leitungsresonatoren möglich, aber aufgrund der Querkopplung m_{14} nicht für alle Interresonator-Kopplungen realisierbar. Deshalb wird eine konstruktive Überlagerung der magnetischen und elektrischen Kopplungen für alle Interresonator-Kopplungen verwendet.

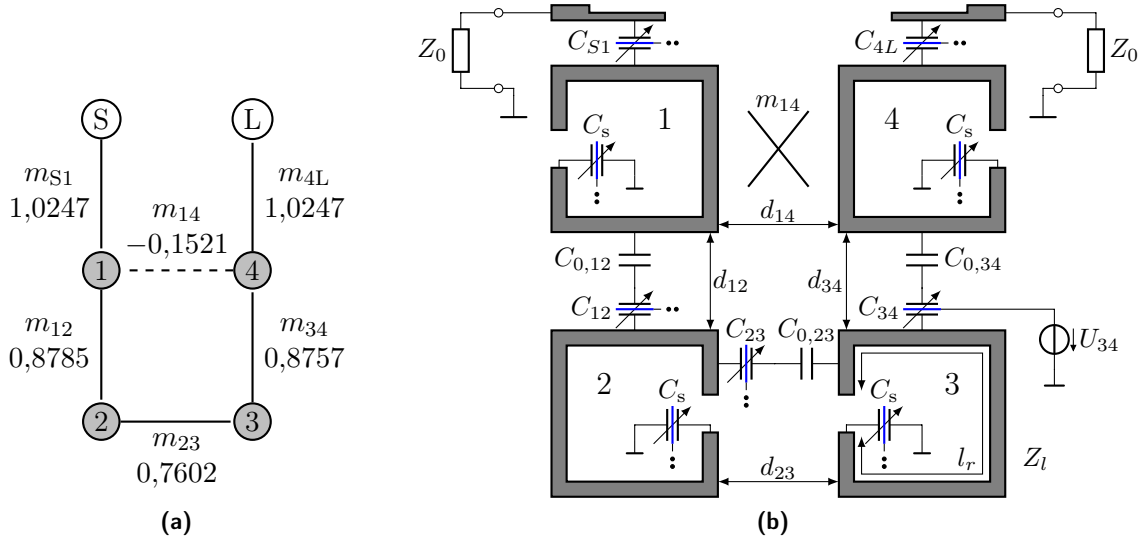


Abbildung 3.14: (a) Graphendarstellung und (b) Schaltbild des quergekoppelten Bandpassfilters vierter Ordnung mit einer Querkopplung m_{14} nach der Koppelmatrix in (3.21). Für Layout und Dimensionen siehe Anhang E.2

Im Gegensatz zu dem Filterentwurf in Abschnitt 3.2.2, in dem die einzelnen Kopplungen isoliert extrahiert wurden, werden in diesem Entwurf die Kopplungen aus den simulierten Streuparametern des gesamten Filternetzwerks gewonnen. Die Streuparameter des Filternetzwerks wurden mit dem *Momentum 3D Planar EM Simulator* in *ADS* durchgeführt. Die Koppelmatrix wird mit dem in Abschnitt 2.3.3 beschriebenen Verfahren aus den verlustbehafteten Streuparametern extrahiert. Ein essentieller Vorteil dieses Verfahrens ist, dass die Einflüsse des gesamten Filternetzwerks auf die einzelnen Kopplungen berücksichtigt werden können. Das Filter kann zu Beginn des Verfahrens möglicherweise stark verstimmt sein, deshalb muss sichergestellt werden, dass die extrahierte Koppelmatrix den simulierten Streuparametern des Filters entspricht. Eine geeignete Filterkonfiguration sollte durch Optimierung des Filternetzwerks als Startpunkt gefunden werden, falls die extrahierte Koppelmatrix nicht mit den simulierten Streuparametern des Filternetzwerks übereinstimmt.

Die statische Querkopplung k_{14} wird über die Distanz d_{14} von 2,2 mm und einer dominierenden magnetischen Kopplung zwischen den Resonatoren $R1$ und $R4$ eingestellt. Die Interresonator-Kopplungen werden durch eine dominierende elektrische Kopplungen realisiert und durch die steuerbare elektrische Kopplung der Varaktoren manipuliert. Die Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplung sowie des externen Gütefaktors für das gewünschte Mittenfrequenz- und Bandbreitenintervall sind in Abbildung 3.15 gegeben. Für die Realisierung der steuerbaren Interresonator-Kopplungen und des externen Gütefaktors wird der kommerzielle BST-Dünnschicht-Varaktor *STPIC-15G2* von *STMicroelectronics* mit einem Kapazitätsbereich zwischen 0,32 pF und 2,2 pF verwendet. Ein weiterer Freiheitsgrad wird für den Filterentwurf benötigt, damit die geforderten Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplungen und der Querkopplung k_{14} erzielt werden können. Dies lässt sich

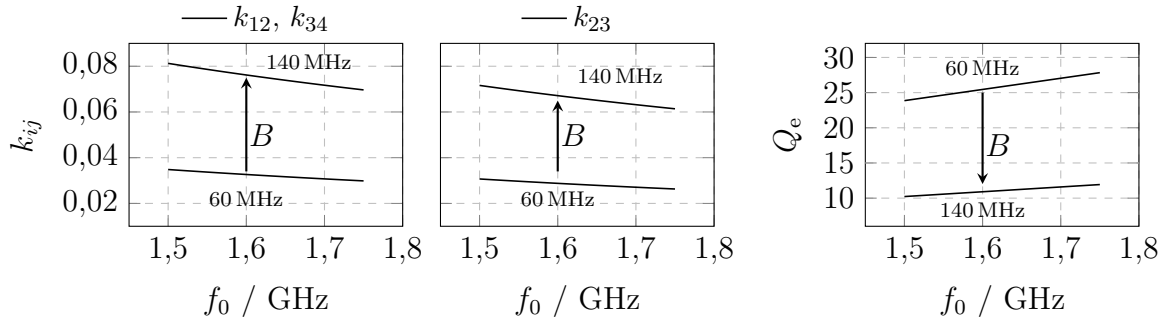


Abbildung 3.15: Berechnete Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplungen k_{ij} und des externen Gütefaktors Q_e für das vordefinierte Mittenfrequenz I_{f_0} und Bandbreitenintervall I_B bei einer definierten Tschebyscheff-Charakteristik mit der normierten Koppelmatrix \mathbf{m} in (3.21).

durch zusätzliche statische Kapazitäten $C_{0,ij}$ erreichen, die jeweils dem Varaktor $C_{c,ij}$ in Reihe geschaltet werden. Die Gesamtkapazität C_{ij} fasst diese Reihenschaltung des Varaktors und der statischen Kapazität zusammen. Mit einer zusätzlichen statischen Kapazität $C_{0,ij}$ nimmt jedoch die Abstimmbarkeit der Gesamtkapazität C_{ij} und einhergehend die Abstimmbarkeit der Interresonator-Kopplung ab. Die geforderten Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplungen lassen sich über die statischen Kapazitäten $C_{0,ij}$, die Position der Varaktoren $C_{c,ij}$ entlang der Resonatoren und den Distanzen $d_{12} = d_{23} = d_{34}$ von 3,5 mm zwischen den Resonatoren einstellen, vgl. Abbildung 3.17.

Die steuerbare I/O-Kopplung ist mit einer statisch gekoppelten Mikrostreifenleitung mit einer Wellenimpedanz von 65Ω und einem Varaktor $C_{e,ij}$ realisiert. Hierbei dient der statische

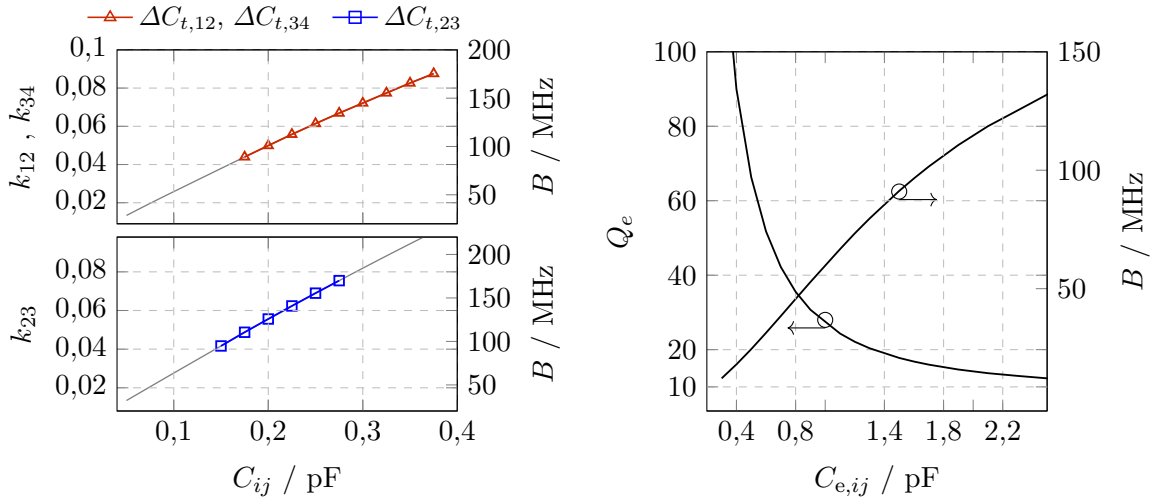


Abbildung 3.16: Abstimmbereich der Interresonator-Kopplung k_{ij} und des externen Gütefaktors Q_e für die Mittenfrequenz $f_0 = 1,7$ GHz.

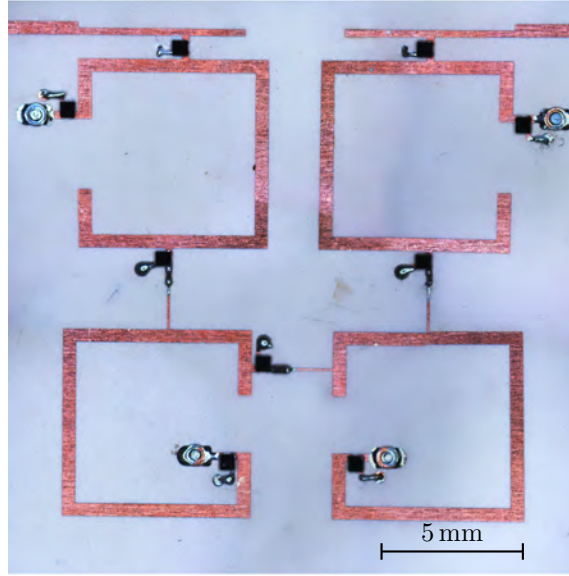


Abbildung 3.17: Foto des realisierten quergekoppelten Bandpassfilters vierter Ordnung [Sch+20]. © 2020 IEEE

Anteil der Kopplung durch die Mikrostreifenleitung zur Anpassung des Abstimmbereichs des steuerbaren externen Gütefaktors. Für die Realisierung der Interresonator-, Quer- und der I/O-Kopplung sowie dem gewünschten Mittenfrequenzintervall ergibt sich eine optimale Resonatorlänge l_r von 27,2 mm. Das Mittenfrequenzintervall I_{f_0} wird über den Kapazitätsbereich des Varaktors C_s zwischen 0,5 pF und 1,8 pF und einer Wellenimpedanz des Leistungsresonators Z_1 von 50Ω eingestellt. Der geforderte Kapazitätsbereich wird von einem einzelnen BST-Dünnsfilm-Varaktor *STPTIC-15G2* abgedeckt.

In Abbildung 3.16 sind die extrahierten Interresonator-Kopplungen und der externe Gütefaktor als Funktion der Kapazität bei der Mittenfrequenz $f_0 = 1,7$ GHz gezeigt. Zusätzlich ist die den Koppelfaktoren entsprechende Bandbreite B angegeben. Die Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplung, siehe Abbildung 3.15, werden mit kommerziellen statischen Kondensatoren mit einer Kapazität $C_{0,12} = C_{0,34}$ von 0,5 pF und $C_{0,23}$ von 0,3 pF aus der Serie *ACCU-P* realisiert. Die resultierenden Wertebereiche der Gesamtkapazität C_{ij} sind in Abbildung 3.16 farblich hervorgehoben. Aufgrund der kommerziell erhältlichen Kapazitäten, die in diskret abgestuften Kapazitätswerten zur Verfügung stehen, weichen die Abstimmbereiche der Interresonator-Kopplung marginal von den gewünschten Koppelfaktoren ab. Dies führt zu einer Abweichung der definierten Filter-Charakteristik und Rückflussdämpfung bei den Grenzfrequenzen des Bandbreiten- und Mittenfrequenzintervalls.

Kleinsignaluntersuchung

Zur Untersuchung des quergekoppelten Bandpassfilters wurde dieses auf einem Hochfrequenzsubstrat *RO3010* mit einer Permittivität von ϵ_r von 10,2, einer Substratdicke von 640 μm

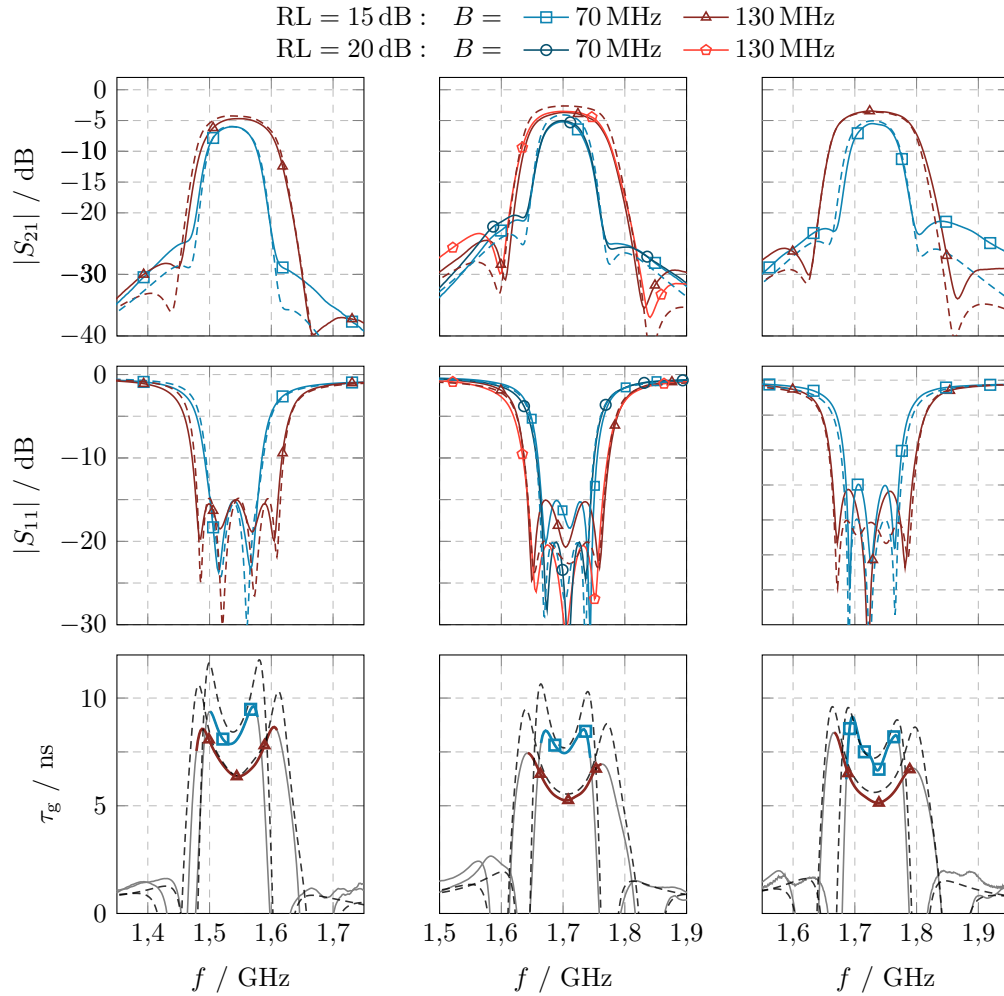
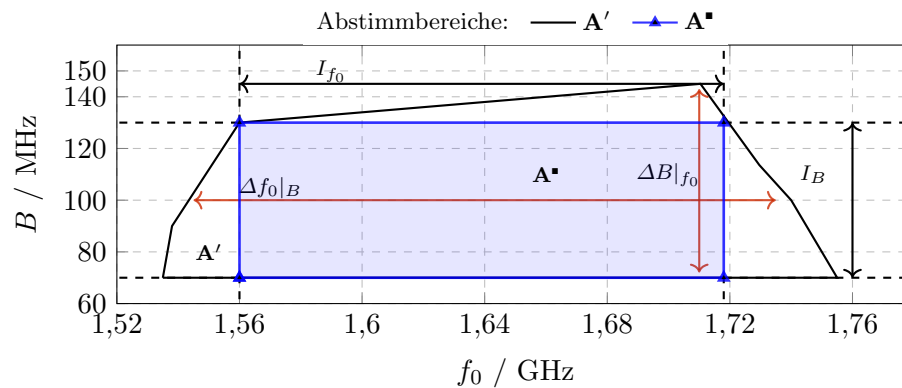


Abbildung 3.18: Gemessene und simulierte (gestrichelt) Streuparameter sowie Gruppenlaufzeit des quergekoppelten Bandpassfilters vierter Ordnung für unterschiedliche Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfigurationen bei einer minimalen Rückflussdämpfung $RL = 15$ dB. Für die Mittenfrequenz von 1,7 GHz sind zusätzlich die Bandbreitenkonfigurationen bei der spezifizierten minimalen Rückflussdämpfung $RL = 20$ dB gezeigt.

und einer Kupferkaschierung von $35\ \mu\text{m}$ aufgebaut. Die BST-Dünnschicht-Varaktoren und die statischen Kapazitäten sind in Flip-Chip-Montage auf das Substrat aufgelötet. Die Steuerungsspannung wird durch das integrierte Versorgungsnetzwerk der BST-Dünnschicht-Varaktoren angelegt, siehe Abbildung 3.1 c. Die hochohmige Verbindung zwischen den Kondensatorplatten der Varaktoren C_s dient als Masseverbindung für die Varaktoren $C_{c,ij}$, die zum Anlegen einer Steuerungsspannung benötigt wird. Abbildung 3.17 zeigt das aufgebaute Filternetzwerk.

Die Kleinsignaleigenschaften des rekonfigurierbaren quergekoppelten Filternetzwerkes wurden mit dem Vektor-Netzwerkanalysator *PNA-X* im Frequenzbereich zwischen 500 MHz



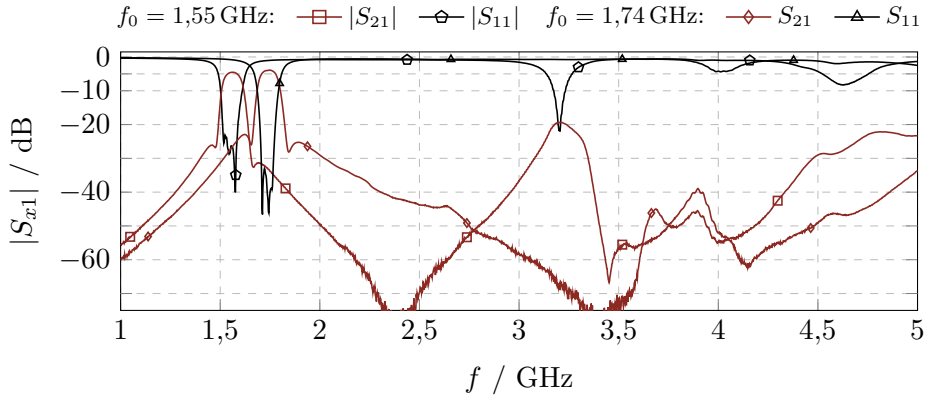


Abbildung 3.20: Gemessene Streuparameter bei der oberen und unteren Grenzfrequenz des Mittenfrequenzintervalls $\Delta f_0|_B$ für eine absolute Bandbreite $B = 80$ MHz mit einer minimalen Rückflussdämpfung $RL > 20$ dB. Daten nach [Sch+20].

In Abbildung 3.19 ist der gesamte Abstimmbereich \mathbf{A}' mit allen möglichen Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfigurationen mit einer Rückflussdämpfung $RL \approx 15$ dB gezeigt. Im Abstimmbereich \mathbf{A}' können unterschiedliche abstimbare Mittenfrequenzbereiche $\Delta f_0|_B$ bei konstanten Bandbreiten B und abstimbare Bandbreitenbereiche $\Delta B|_{f_0}$ bei konstanten Mittenfrequenzen f_0 konfiguriert werden. Im Abstimmbereich \mathbf{A}^\bullet können alle Kombinationen aus dem Mittenfrequenzintervall I_{f_0} und Bandbreitenintervall I_B konfiguriert werden. Das Mittenfrequenzintervall I_{f_0} liegt zwischen 1,56 GHz und 1,718 GHz mit einer Abstimmbarkeit von $\tau_{I_{f_0}}$ von 9,5 %. Das gemessene Bandbreitenintervall I_B liegt im Intervall I_{f_0} zwischen 70 MHz bis 130 MHz mit einer Abstimmbarkeit von τ_{I_B} von 46 %. Der Abstimmbereich \mathbf{A}^\bullet liegt somit unterhalb des definierten Mittenfrequenzbereichs zwischen 1,55 GHz und 1,75 GHz. Aufgrund der komplexen Koppelstruktur des Filternetzwerks wird ein großer Teil des Abstimmbereichs der Varaktoren zur Kompensation von Fertigungstoleranzen benötigt. Folglich reduziert sich der definierte Abstimmbereich der Mittenfrequenz sowie der Bandbreite. Die Einfügedämpfung variieren im Abstimmbereich zwischen 3 dB und 5,5 dB, wobei die Verluste mit steigender Bandbreite abnehmen. Der unbelastete Gütefaktor der Resonatoren Q_u liegt im Abstimmbereich zwischen 60 und 75.

In Abbildung 3.20 sind die Streuparameter bei der oberen und unteren Grenzfrequenz des Mittenfrequenzbereichs mit einer absoluten Bandbreite von 80 MHz bei einer minimalen Rückflussdämpfung $RL > 20$ dB gezeigt. Für die Filterkonfigurationen lässt sich eine durchgehende Sperrdämpfung $A_s > 20$ dB erkennen, wobei die untere Mittenfrequenzkonfiguration einen gedämpften harmonischen Durchlassbereich bei $\approx 3,2$ GHz zeigt.

3.3 Einordnung und Bewertung

Für rekonfigurierbare Filter werden die bekannten Kenndaten durch die Abstimmbarkeit und den Abstimmbereich der Mittenfrequenz- und Bandbreite erweitert. In Tabelle 3.2

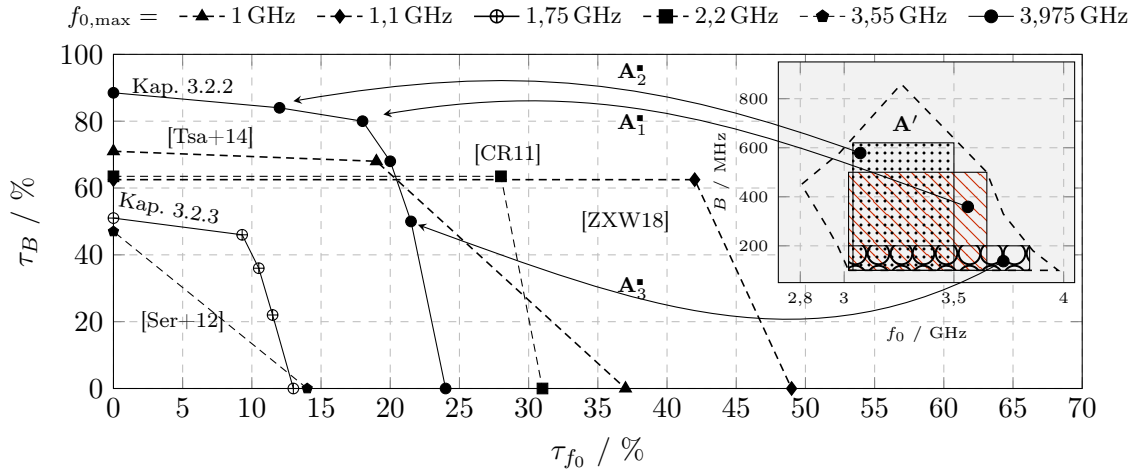


Abbildung 3.21: Bandbreitenabstimmbarkeit in Abhängigkeit von der Mittenfrequenzabstimmbarkeit für unterschiedliche Abstimmbereiche $A_i^\#$ die alle Mittenfrequenz- und Bandbreiten-Kombinationen gewährleisten. Exemplarisch sind drei Abstimmbereiche $A_1^\#$, $A_2^\#$ und $A_3^\#$ der Mittenfrequenz und Bandbreite des Hairpin-Filters aus Abschnitt 3.2.2 gezeigt, siehe Abbildung 3.12. Für einen Vergleich zwischen den Filternetzwerken sind in der Legende deren maximalen Mittenfrequenzen $f_{0,\max}$ gegeben. Die weiteren Kenndaten der Literaturstellen sind in Tabelle 3.2 gegeben.

ist ein Literaturvergleich zwischen den in diesem Kapitel gezeigten und zahlreiche weitere kontinuierlich abstimmbare Bandpassfilter in unterschiedlichen Technologien gegeben.

Die in dieser Arbeit vorgestellten Bandpassfilter besitzen eine individuelle kontinuierlich abstimmbare Mittenfrequenz und Bandbreite mit einer definierten konstanten *equiripple* Filter-Charakteristik innerhalb des gesamten Abstimmbereichs. Diese stellt einen gleichmäßig welligen Verlauf des Transmissions- und Reflexionskoeffizienten im Durchlassbereich für alle möglichen Filterkonfigurationen mit einer minimalen Rückflussdämpfung sicher. Diese Charakteristik bietet für die Mehrzahl an Modulationsverfahren z. B. OFDM mit unterschiedlich vielen einzelnen Trägersignalen eine optimale Filterantwort. Hierbei wird die Dämpfung des Filters durch die *equiripple* Filter-Charakteristik über den gesamten Durchlassbereich gleichmäßig verteilt [CKM18]. Schlussfolgernd führt eine konstante *equiripple* Filter-Charakteristik zu einer annähernd gleichbleibenden *Error-Vector-Magnitude* (EVM) über den gesamten Abstimmbereich. Dies ist insbesondere von großer Relevanz, wenn eine Vielzahl an Kommunikationsdiensten von einem rekonfigurierbaren Bandpassfilter abgedeckt werden soll. Hierbei muss der EVM-Anteil des Bandpassfilters in dem EVM-Budget des Kommunikationsdienstes berücksichtigt werden [Gun14; Pim+99].

In Abbildung 3.21 ist die Bandbreitenabstimmbarkeit in Abhängigkeit der Mittenfrequenzabstimmbarkeit für unterschiedliche Filterkonfigurationen unter Gewährleistung aller möglichen Mittenfrequenz- und Bandbreiten-Kombinationen gezeigt. In das Diagramm wurden die Bandpassfilter aus Tabelle 3.2 aufgenommen, die eine abstimmbare Mittenfrequenz und Bandbreite besitzen. Für den Vergleich zwischen den Filtern ist der Mittenfrequenzbe-

reich ausschlaggebend. Mit steigender Mittenfrequenz nimmt der Gütefaktor der Varaktoren ab und einhergehend die Verluste im Durchlassbereich des Filternetzwerks zu. Des Weiteren nimmt der Einfluss der parasitären Reaktanzen mit der Frequenz zu und schränkt zum einen die Auswahl an zur Verfügung stehenden Varaktoren ein. Zum anderen nimmt die Abstimmbarkeit durch einen steigenden Einfluss der parasitären induktiven Anteile ab. Somit ist der Vergleich der Abstimmbarkeiten der Mittenfrequenz und Bandbreite in der Tabelle 3.2 sowie in Abbildung 3.21 immer mit Bezug auf den Mittenfrequenzbereich zu betrachten.

Der Hairpin-Bandpassfilter in Abschnitt 3.2.2 zeigt einen maximalen Bandbreitenbereich zwischen 100 MHz und 860 MHz bei einer konstanten Mittenfrequenz von 3,28 GHz mit einer Abstimmbarkeit τ_B von 88 %. Im Frequenzbereich > 3 GHz zeigt das Filternetzwerk aus [Ser+12] eine deutlich niedrigere Abstimmbarkeit der Bandbreite von lediglich $\tau_B = 47$ %. Die Mittenfrequenzabstimmbarkeit des Hairpin-Bandpassfilters liegt mit einer maximalen Abstimmbarkeit $\tau_{f_0} = 24$ % deutlich über der Abstimmbarkeit $\tau_{f_0} = 14$ % in [Ser+12]. Die Mittenfrequenzabstimmbarkeit des Hairpin-Bandpassfilters ist hauptsächlich durch die statischen Kapazitäten C_0 limitiert, siehe Abbildung 3.8. Die statische Kapazität dient der Entkopplung der einzelnen Steuerspannungen und folglich einer individuellen Ansteuerung der Varaktoren. Die Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz kann durch ein optimiertes Versorgungsnetzwerk ohne die statische Kapazitäten oder einen höheren Kapazitätswert C_0 erweitert werden. Jedoch sind die Kapazitätswerte durch die kommerziell zur Verfügung stehenden Bauteilwerte für den Frequenzbereich > 3 GHz limitiert.

Weitere Bandpassfilter mit einer höheren Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz liegen entweder bei deutlich niedrigeren Mittenfrequenzen [ZXW18; CR11] oder besitzen keine rekonfigurierbare Bandbreite [TTC14]. Filterimplementierungen in [GR19; LR15] zeigen eine von der Mittenfrequenz abhängige absolute Bandbreite, aufgrund statischer Koppelfaktoren. Jedoch besitzen diese Filterimplementierungen aufgrund der reduzierten Komplexität eine deutlich höhere Mittenfrequenzabstimmbarkeit.

In Abschnitt 3.2.3 wurde ein quergekoppeltes rekonfigurierbares Bandpassfilter mit zwei zu endlichen Frequenzen hin verschobenen Übertragungsnullstellen vorgestellt. Die Mittenfrequenz- und Bandbreitenabstimmbarkeit liegt im Bereich von quergekoppelten Bandpassfiltern in [ZYZ12; Ser+12]. In [CR11] sind zusätzliche Übertragungsnullstellen in die Übertragungsfunktion durch externe Resonatoren eingefügt. Der quergekoppelte Bandpassfilter vierter Ordnung in Abschnitt 3.2.3 zeigt eine niedrigere Einfügedämpfung im Abstimmbereich als das Filternetzwerk dritter Ordnung in [CR11]. Dies lässt sich auf die zusätzlichen steuerbaren Resonatoren für die Übertragungsnullstellen in [CR11] zurückführen und zeigt deutlich den Vorteil von quergekoppelten Filternetzwerken in Bezug auf die Einfügedämpfung auf. Aufgrund der komplexen Koppelstruktur zeigen quergekoppelte Bandpassfilter eine im Vergleich zu Allpol-Filtern reduzierte Abstimmbarkeit.

Die Abstimmbarkeit der vorgestellten Bandpassfilter lässt sich durch den Einsatz von Hybrid-Technologien, in der diskrete und kontinuierlich abstimbare Komponenten in Kombination genutzt werden, deutlich erweitern. Jedoch steigt durch solch eine Implementierung die Komplexität des Filternetzwerks an. In [LR15] ist ein Bandpassfilter in Hybrid-Technologie

unter Verwendung von PIN-Dioden und Halbleiter-Varaktoren vorgestellt. Die Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz liegt mit 65 % deutlich über den Abstimmbarkeiten der anderen in Tabelle 3.2 dokumentierten Filternetzwerke.

Tabelle 3.2: Vergleich rekonfigurierbarer Bandpassfilter in unterschiedlichen Varaktor-Technologien.

Ref.	f_0 / GHz	τ_{f_0} / %	B / MHz	τ_B / %	IL / dB	RL / dB	Q_u	N	Anmerkungen
Halbleiter	[ZXW18]	0,56 – 1,10	49 [*]	65 – 180 ^a	63	1,4 – 4,5	≥ 14	2	
	[YZ12]	0,59 – 0,70	16 [*]	40 ^b	0	1,9 – 2,5	≥ 15	4	TZ [†] ; fix Q_e
	[LR15]	0,60 – 1,70	65	80 – 124 ^b	§	2,5 – 4,5	≥ 8	2	Hybrid; disk. Q_e
	[Tsa+14]	0,81 – 1,00	19 [*]	40 – 140 ^a	71	0,8 – 3,0	≥ 15	2	
	[TTC14]	0,95 – 1,55	38 [*]	120 ^c	0	2,4 – 2,8	≈ 20	3	
	[GR19]	0,97 – 1,53	36	53 – 84 ^a	0	2,0 – 4,2	≥ 10	4	TZ [†]
	[CR11]	1,50 – 2,20	31 [*]	50 – 170 ^{bd}	60	3,1 – 6,5	≥ 10	3	fix Q_e
	[CYT15]	1,70 – 2,70	37 [*]	50 – 150 ^{ad}	54	3,1 – 6,5	≥ 10	3	fix Q_e
	[Ser+12]	3,05 – 3,55	14 [*]	180 – 340 ^b	47	1,0 – 3,0	≥ 10	2	TZ [†]
	Kap. 3.2.2	3,02 – 3,975	24 [*]	100 – 860 ^c	88.4	2,6 – 8,7	$\approx 16.4^\#$	3	$\#$
MEMS	[ER10]	1,55 – 2,04	24 [*]	70 ^a	0	1,9 – 2,0	≈ 20	2	
	[ER10]	1,56 – 2,48	37 [*]	115 ^a	0	1,9 – 2,2	≥ 14	2	
BST	[Nat+05]	2,44 – 2,88	15	300 – 500 ^b	§	3,0 – 7,0	≥ 10	3	Dünnsfilm
	[Wan+11]	1,55 – 2,02	23	230 – 300 ^b	§	3,7 – 1,1	≥ 10	2	Dünnsfilm
	[Zhe+11]	2,95 – 3,57	17	159 – 190 ^b	§	2,6 – 3,3	≥ 9	2	Dickfilm
	Kap. 3.2.3	1,53 – 1,75	13 [*]	70 – 145 ^c	51	3,0 – 5,5	$\approx 15^\#$	4	Dünnsfilm, TZ [†] , $\#$

[#] Konstante definierte Tschebyscheff-Charakteristik^a 1 dB-Bandbreite^{*} $\tau_{f_0}|_B$ bei konstanter **absoluter** Bandbreite B .^b 3 dB-Bandbreite[§] Besitzt **keine** rekonfigurierbare Bandbreite.^c Bandbreite über minimale RL definiert[†] Übertragungsnullstellen durch Querkopplungen.^d Rückflussdämpfung RL ist **nicht** angegeben

4 Technologieevaluation

Für die Realisierung eines vollständig rekonfigurierbaren HF-Frontends werden Technologien für steuerbare Komponenten sowohl für den Einsatz bei niedrigen Leistungspegeln im Empfangspfad als auch für Leistungsanwendungen im Sendepfad benötigt. Hierbei sind insbesondere im Hinblick auf zukünftige CR-Konzepte Technologien von Bedeutung, die eine hohe Leistungstragfähigkeit und Linearität bei schnellen Reaktionszeiten ermöglichen.

Die Untersuchungen der letzten Jahre zeigen, dass BST-Dickfilm-Varaktoren aufgrund ihrer hohen Leistungstragfähigkeit, Linearität und einer Reaktionszeit im Bereich von Pikosekunden eine der Schlüsseltechnologien für steuerbare Komponenten für Leistungsanwendungen sind [Wie17; Mau11]. Neben diesen vorteilhaften Eigenschaften können BST-Dickfilm-Varaktoren direkt in Mikrowellenstrukturen implementiert werden [Mau11]. Hierbei wird der BST-Dickfilm direkt auf die Schaltung im Siebdruckverfahren oder Inkjet-Druckverfahren prozessiert. Somit entfallen eine große Anzahl an Fertigungsschritten und bieten folglich eine kostengünstige und einfache Implementierungsart. Des Weiteren können in diesem Herstellungsprozess die geforderten Varaktorkapazitäten durch die Druckhöhe und/oder der Kondensatorplattenfläche flexibel angepasst werden.

Jedoch haben die Forschungen in den letzten Jahren neben den vielen Vorteilen auch Nachteile von BST-Dickfilm-Varaktoren aufgezeigt. Die Vorteile der hohen Linearität und Leistungstragfähigkeit resultieren direkt in hohen Steuerspannungen von bis zu 200 V. Diese hohen Steuerspannungen stellen heute aufgrund moderner Schaltwandler in der Praxis kein Problem dar. Ein viel bedeutenderer Nachteil in Bezug auf die Realisierung von komplexen Filternetzwerken stellen die geringen Genauigkeiten der Druckverfahren dar [Kie+18]. Dies resultiert in einer variierenden Dicke des BST-Films, welche zu hohen Abweichung der Varaktorkapazität führt. Dies führt wiederum zu einer reduzierten Schnittmenge des gemeinsamen Kapazitätsbereichs der eingesetzten Varaktoren und einhergehend einer sinkenden Abstimmbarkeit z. B. eines Filternetzwerks. Dem lässt sich mit einer getrennten Fertigung und Vorselektion der Komponenten entgegenwirken. Jedoch entfällt hierdurch der Vorteil einer kostengünstigen und einfachen direkten Implementierung.

Im Hinblick auf rekonfigurierbare Filternetzwerke für Leistungsanwendungen sollen in diesem Kapitel die Implementierbarkeit von BST-Dickfilm-Varaktoren in komplexe Filternetzwerke untersucht werden. Hierzu werden im Rahmen eines Technologievergleichs BST-Dickfilm-Varaktoren und kommerzielle BST-Dünnsfilm- und Halbleiter-Varaktoren untersucht. Hierbei werden die Klein- und Großsignaleigenschaften der rekonfigurierbaren Filternetzwerke verglichen und eingeordnet. Die Forschungsergebnisse dienen als Grundlage zur Technologieauswahl für Filternetzwerke für unterschiedliche Anwendungsszenarien innerhalb eines HF-Frontends.

Tabelle 4.1: Überblick über die untersuchten Technologien.

Parameter	Technologien		
	Halbleiter	BST-Dünnsfilm	BST-Dickfilm
Hersteller	Skyworks	STMicroelectronics	TU Darmstadt/KIT
Serie	SMV123X-079	STPTIC	BST
Frequenz	$f \leq 10 \text{ GHz}$	$700 \text{ MHz} \leq f \leq 3 \text{ GHz}$	$f \leq 10 \text{ GHz}$
Abstimmbarkeit τ_v	80 %	70 % – 80 %	60 %
Steuerspannung U_v	0 V – 15 V	0 V – 24 V	0 V – 200 V
Gütefaktor Q_v	67 bei 900 MHz	65 bei 700 MHz	45 bei 2 GHz

Zu Beginn wird der Filterentwurf und die Realisierung eines Filternetzwerks in den unterschiedlichen Technologien vorgestellt. Im Besonderen wird auf die Einschränkungen bei der Implementierung in BST-Dickfilm-Technologie eingegangen. Die Untersuchung der Filternetzwerke teilt sich in die Untersuchung der Klein- und Großsignaleigenschaften auf. Die Kleinsignaleigenschaften der Filternetzwerke werden zur messtechnischen Analyse der Einfügedämpfung, Rückflussdämpfung und insbesondere der Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz und Bandbreite herangezogen. Die Großsignaluntersuchungen umfassen die Messung der Linearität, Leistungstragfähigkeit und der Eigenaussteuerung der Filternetzwerke.

Teilergebnisse der Technologieevaluation wurden im Journal IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques im Jahr 2017 [Sch+17] und in [Sch+16] veröffentlicht.

4.1 Filterentwurf und Realisierung

Der Technologievergleich wird beispielhaft anhand eines Hairpin-Filternetzwerks dritter Ordnung durchgeführt. Hierzu wird die Filterstruktur in Halbleiter-, BST-Dünnsfilm- und BST-Dickfilm-Technologie aufgebaut. In Tabelle 4.1 ist ein Überblick über die verwendeten Varaktor-Technologien und deren Eigenschaften gegeben. Die Filternetzwerke in Halbleiter- und BST-Dünnsfilm-Technologie werden mit kommerziell erhältlichen Bauelementen realisiert. Für die verwendeten BST-Dünnsfilm-Varaktoren lässt sich in Tabelle 4.1 ein limitierter Frequenzbereich erkennen. Dieser lässt sich wie in Abschnitt 3.1 erläutert, auf akustische Resonanzen im BST-Dünnsfilm zurückführen. Die hohe Leistungstragfähigkeit sowie Linearität der BST-Dickfilm-Varaktoren korreliert direkt mit der hohen Steuerspannung von bis zu 200 V.

Die BST-Dickfilm-Varaktoren wurden in Kooperation mit dem Karlsruher Institut für Technologie (KIT) im Rahmen des Forschungsvorhabens RISA¹ im Siebdruckverfahren hergestellt. Die Varaktoren wurden hierbei direkt als MIM-Varaktoren in die Filterstruktur prozessiert. Die BST-Dickfilm-Varaktoren besitzen aufgrund von Streuungen der Druckhöhe,

¹Das Forschungsvorhaben *Rekonfigurierbare Filter für Satellitenanwendungen* (RISA) mit dem Zeichen FKZ 50 YB 1627 wurde durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) unter der Führung des Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) unterstützt.

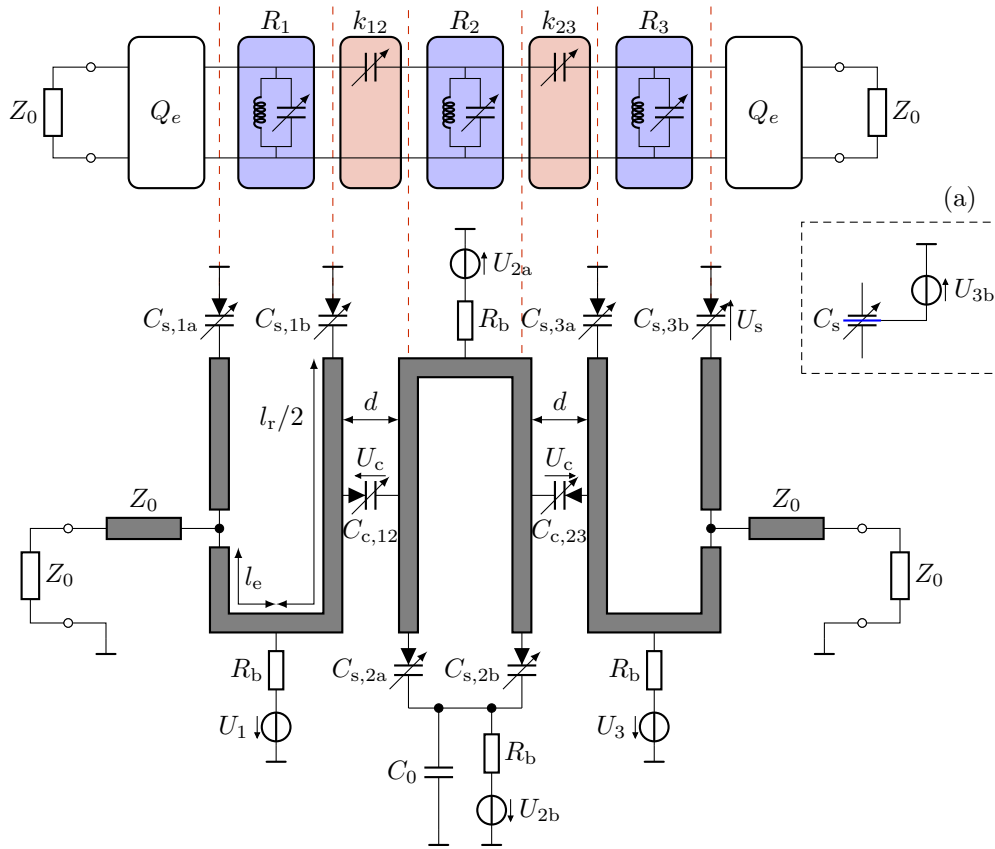


Abbildung 4.1: Ersatzschaltbild und Schaltbild des Hairpin-Bandpassfilters dritter Ordnung für die Technologieevaluation. Das Schaltbild beinhaltet das resistive Versorgungsnetzwerk für die Filterrealisierung in Halbleiter- und BST-Dickfilm-Technologie. In (a) ist exemplarisch ein einzelner BST-Dünnsfilm-Varaktor mit integriertem Versorgungsnetzwerk dargestellt. Für Layout und Dimensionen siehe Anhang E.3

die im Bereich von $2\,\mu\text{m}$ bei dem verwendeten Siebdruckverfahren liegen, eine Streuung des Kapazitätsbereichs der Varaktoren [Kie+18].

Die Streuung der Kapazitätswerte reduziert die Schnittmenge des geforderten Abstimmbereichs der Varaktorkapazitäten und führt folglich zu einem verminderten Abstimmbereich des Filternetzwerks. Des Weiteren können mikroskopische Hohlräume in der gesinterten BST-Dickschicht im Galvanisierungsprozess zu Kurzschlüssen in den Varaktoren [Kie19] führen. Folglich steigt mit der Anzahl an Varaktoren unter den aktuellen Fertigungsbedingungen die Ausschusswahrscheinlichkeit der Filterstruktur. Aufgrund der Fertigungsproblematik wurde für die Technologieevaluation auf einen steuerbaren externen Gütefaktor verzichtet. Im Vergleich zu den Filternetzwerken in Kapitel 3 lässt sich somit keine konstante Filter-Charakteristik im Abstimmbereich erzielen.

Die Filterstruktur wird aufgrund des Sinterprozesses des BST-Dickfilms bei Temperaturen von $\approx 850\,^{\circ}\text{C}$ auf einem für diese Temperatur geeigneten Aluminiumoxid-Keramik-Substrat,

mit einer Substratdicke von $640\text{ }\mu\text{m}$ hergestellt. Die hohe relative Permittivität des Substrats ε_r von 9,6 resultiert in kleineren Abmessungen der Leitungsresonatoren und folglich in einem sinkenden Verhältnis zwischen der Auflösung des Siebdruckverfahrens und der Strukturgröße. Der Mittenfrequenzbereich wurde zu der minimalen Arbeitsfrequenz der BST-Dünnschicht-Varaktoren verschoben, um das Verhältnis möglichst groß zu halten. Für das Filternetzwerk ist somit der Mittenfrequenzbereich zwischen 700 MHz und 1 GHz angestrebt, wobei sich die obere Grenzfrequenz aus den unterschiedlichen Abstimmungsbereichen der Varaktor-Technologien ergibt. Der Abstimmungsbereich der Bandbreite ist für die Filterstruktur zwischen 50 MHz und 150 MHz gewählt. Der Bandbreitenbereich ist aufgrund eines statischen externen Gütefaktors von der Mittenfrequenz abhängig und verschiebt sich folglich über den Mittenfrequenzbereich. Für den Filterentwurf wurde eine Tschebyscheff-Charakteristik gewählt, die eine Rückflussdämpfung $RL > 10\text{ dB}$ im gesamten Abstimmungsbereich garantiert. Das Filternetzwerk wurde nach der in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Entwurfsmethode ausgelegt. In Abbildung 4.1 ist das Ersatzschaltbild des Hairpin-Bandpassfilters dritter Ordnung gezeigt. Aufgrund möglicher Streuungen der Abstimmungsbereiche der Varaktorkapazitäten in BST-Dickfilm-Technologie sind die Abstimmungsbereiche der Varaktoren in der physikalischen Realisierung nicht zwingend gleich. Für eine Differenzierung zwischen den Varaktoren wurden im Ersatzschaltbild zusätzliche Indizes eingeführt.

Der gewünschten Mittenfrequenzbereich ist über die Resonatorlänge l_r von 41 mm, einer Wellenimpedanz Z_1 von $50\text{ }\Omega$ und einer Varaktorkapazität $C_{s,1a} = C_{s,1b} = \dots = C_{s,3b}$ von 0,9 pF bis 1,2 pF eingestellt, wobei die parasitären induktiven Anteile der Varaktoren und der Durchkontaktierung berücksichtigt wurden. Der Halbleiter-Varaktor *SMV1232-079* und der BST-Dünnschicht-Varaktor *STPTIC-33F1* decken den erforderlichen Kapazitätsbereich ab und werden für das Filternetzwerk verwendet. Die Abstimmbarkeit des BST-Dickfilm-Varaktors liegt 10 % unterhalb der Abstimmbarkeit der anderen Technologien und kann somit nur einen kleineren Bereich des gewünschten Mittenfrequenzbereichs abdecken.

Eine anti-parallele Orientierung der Hairpin-Resonatoren wird für die Realisierung einer steuerbaren Interresonator-Kopplung für den gewünschten Mittenfrequenz- und Bandbreitenbereich bevorzugt, siehe Abschnitt 3.2.1. Eine optimale Konfiguration der steuerbaren Interresonator-Kopplung in Bezug auf den benötigten Koppelfaktorbereich ergibt sich für eine Distanz d von 1,2 mm zwischen den Resonatoren und einer Varaktorkapazität $C_{c,12} = C_{c,23}$ von 0,4 pF bis 1,8 pF. Der Halbleiter-Varaktor *SMV1231-079* sowie der BST-Dünnschicht-Varaktor *STPTIC-15G2* wurden für eine maximale Abstimmbarkeit mittig zwischen den Resonatoren platziert. Die BST-Dickfilm-Varaktoren sind aufgrund ihrer verminderten Abstimmbarkeit auf den Kapazitätsbereich zwischen 0,4 pF und 1,1 pF limitiert. Die Interresonator-Kopplung wurde in dieser Technologie durch symmetrisches Positionieren von zwei BST-Dickfilm-Varaktoren um die mittige horizontale Achse realisiert, siehe Abbildung 4.1.

Der externe Gütefaktor wurde über den Verbindungspunkt bei einer Distanz l_e nach Wong *et al.* [Won79] auf den benötigten I/O-Koppelfaktor eingestellt. Für den spezifizierten Abstimmungsbereich der Mittenfrequenz und Bandbreite muss für eine Tschebyscheff-Charakteristiken mit einer Rückflussdämpfung $RL > 10\text{ dB}$ der externe Gütefaktor $Q_e \leq 8.5$

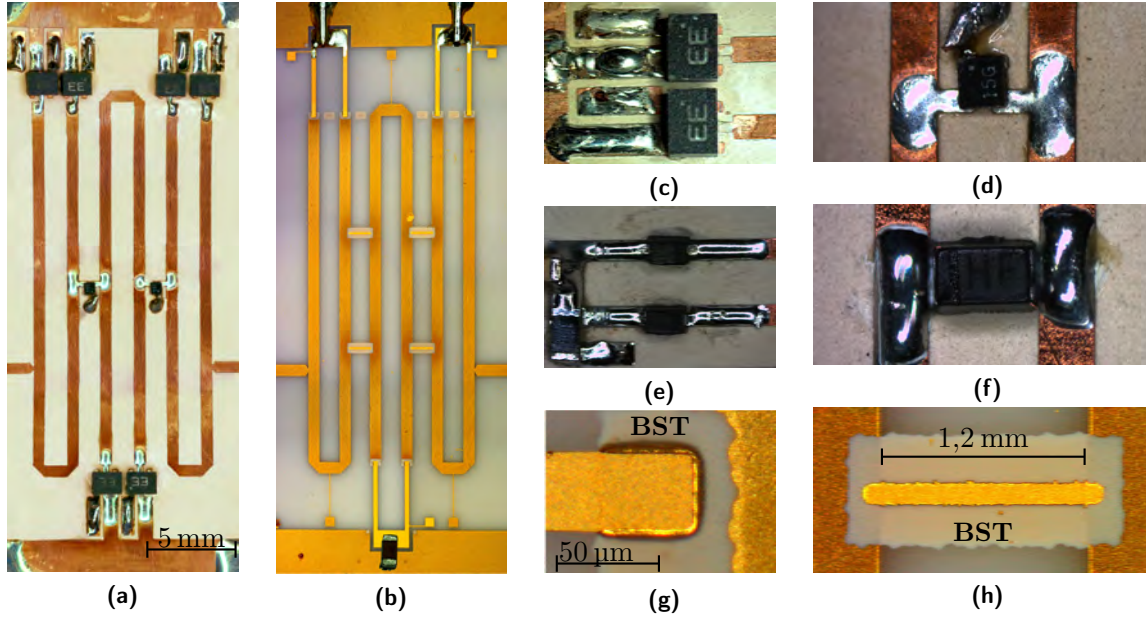


Abbildung 4.2: Foto des Hairpin-Bandpassfilters in (a) BST-Dünnschicht-Technologie und (b) in BST-Dickschicht-Technologie. Nahaufnahme der Varaktoren C_s (mitte) und C_e (rechts) in (c)–(d) BST-Dünnschicht-Technologie, (e)–(f) Halbleiter-Technologie und (g)–(h) BST-Dickschicht-Technologie [Sch+16; Sch+17]. © 2017 IEEE

gewählt werden. Dies wird im gesamten Abstimmungsbereich durch eine Distanz $l_e = 5 \text{ mm}$ garantiert.

Die Halbleiter- und BST-Dickschicht-Varaktoren besitzen kein integriertes Versorgungsnetzwerk und müssen über ein externes Versorgungsnetzwerk mit den Steuerspannungen versorgt werden. In Abbildung 4.1 ist das Versorgungsnetzwerk für das Filternetzwerk in BST-Dickschicht- und Halbleiter-Technologie gezeigt. Wie in Kapitel 3 erläutert, wird für die Ansteuerung der Varaktoren ein resistives Versorgungsnetzwerk bevorzugt. Die Steuerspannung wird über einen Widerstand $R_b = 1 \text{ M}\Omega$ an die Varaktoren angelegt. Hierbei liegt der effektive Gütefaktor eines Varaktors Q_{eff} bei der Verwendung eines resistiven Versorgungsnetzwerks stets unter dem Gütefaktor Q_v eines Varaktors ohne resistives Versorgungsnetzwerks. Nach Gleichung (3.18) liegt somit der effektive Gütefaktor Q_{eff} für die verwendeten Halbleiter- und BST-Dickschicht-Varaktoren in Verbindung mit dem Versorgungsnetzwerk bei $99\% \cdot Q_v$. Auf eine Entkopplung der einzelnen Steuerspannungen durch zusätzliche statische Kapazitäten wurde in diesem Filterentwurf verzichtet, um die Großsignaluntersuchung nicht durch zusätzliche Komponenten zu verfälschen.

Die Varaktoren $C_{s,ij}$ werden gemäß des Ersatzschaltbildes in Abbildung 4.1 über die Steuerspannung U_1 , U_3 und die Differenzspannung $U_{2a} - U_{2b}$ angesteuert. Die Varaktoren $C_{c,12}$ und $C_{c,23}$ der steuerbaren Interresonator-Kopplung werden über die Differenzspannung $U_{2a} - U_1$ und $U_{2a} - U_3$ zwischen den Hairpin-Resonatoren eingestellt. Die HF-Masse für die Varaktoren $C_{s,2a}$ und $C_{s,2b}$ des mittleren Hairpin-Resonators R_2 wird über eine

statische Kapazität C_0 hergestellt. Ausgehend von der maximalen Versorgungsspannung für die BST-Dickfilm-Varaktoren von 200 V und dem spezifizierten Mittenfrequenzbereich wurde eine statische Kapazität C_0 von 51 pF aus der Serie *ATC600F* von der Firma *AVX Corporation* verwendet. Der steuerbare Kapazitätsbereich, der durch die zusätzliche statische Kapazität C_0 reduziert wird, kann mit dem zur Verfügung stehendem Abstimmbereich der Varaktoren kompensiert werden. Im Idealfall, in dem die Varaktoren $C_{s,1a} = \dots = C_{s,3b}$ und $C_{c,12} = C_{c,23}$ gleich sind und somit keine Streuung der Kapazitätsbereiche aufweisen, können die Steuerspannungen zu $U_s = U_1 = U_{2a} - U_{2b} = U_3$ und $U_c = U_{2a} - U_s$ zusammengefasst werden. Aufgrund der real auftretenden Kapazitätsbereichstreuung der BST-Dickfilm-Varaktoren werden die einzelnen Steuerspannungen zur Kompensation von Abweichungen vom spezifizierten Kapazitätsbereiche verwendet. Die Streuungen der Varaktorkapazitäten können jedoch zum einen aufgrund des Zusammenhangs zwischen der Differenzspannung U_c und der Spannung U_1 beziehungsweise U_2 nur in einem geringem Umfang kompensiert werden. Zum anderen können Abweichungen zwischen Varaktoren mit der gleichen Steuerspannungen wie z. B. $C_{s,1a}(U_1)$ und $C_{s,1b}(U_1)$ mit dem verwendeten Versorgungsnetzwerk nicht kompensiert werden. Die für die unterschiedlichen Technologien benötigten Steuerspannungen sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Zur Ansteuerung der kommerziellen BST-Dünnschicht-Varaktoren besitzen diese, wie in Abschnitt 3.1 gezeigt, ein integriertes resistives Versorgungsnetzwerk. Somit entfallen in dem Ersatzschaltbild die Widerstände R_b sowie die statische Kapazität C_0 , wobei sich die Komplexität des Filternetzwerks reduziert. Das integrierte Versorgungsnetzwerk ermöglicht eine individuelle Ansteuerung der einzelnen Varaktoren und einhergehend eine Kompensation von Fertigungstoleranzen. Zudem kann eine asymmetrische kapazitive Belastung der Hairpin-Resonatoren, die durch die Interresonator-Kopplung verursacht wird, ausgeglichen werden.

Die Filterstrukturen wurden für die Klein- und Großsignaluntersuchung in Abhängigkeit von der verwendeten Varaktor-Technologie in unterschiedlichen Prozessen hergestellt. Die Filterstruktur in Halbleiter- und BST-Dünnschicht-Technologie wurden auf dem Hochfrequenzsubstrat *RO3010* mit einer relativen Permittivität ϵ_r von 10,2, einer Substratdicke von 640 μm und einer Kupferkaschierung von 35 μm hergestellt. Das Hairpin-Bandpassfilter in BST-Dünnschicht-Technologie ist in Abbildung 4.2 a gezeigt. Die BST-Dünnschicht- und Halbleiter-Varaktoren wurden in Flip-Chip- und Oberflächenmontage auf die Filterstruktur aufgelötet. Die bestückten Varaktoren C_s sowie C_c in den unterschiedlichen Technologien sind in den Abbildungen 4.2 c – 4.2 f gezeigt.

Das Filternetzwerk in BST-Dickfilm-Technologie wird aufgrund der hohen Sintertemperatur des BST-Materials auf einem Aluminiumoxid-Keramik-Substrat mit einer relativen Permittivität von $\epsilon_r = 9,6$ und einer Substratdicke von 640 μm aufgebaut. Die Filterstruktur ist in zwei Schritten in einem Lift-off-Verfahren mit einer Gold-Metallisierung von 3 μm auf das Substrat prozessiert. Im ersten Schritt wurde die Filterstruktur auf das Substrat strukturiert. Anschließend wurde ein 12 μm dicker BST-Film im Siebdruckverfahren auf die Filterstruktur gedruckt und bei 850 °C gesintert. Abschließend wurde die obere Elektrode auf den BST-Dickfilm und die Filterstruktur strukturiert. Der Fertigungsprozess der BST-Dickfilm-Varaktoren ist in den Arbeiten [Saz13; Wie17; Mau11] genau beschrieben. Das gefertigte Filternetzwerk in BST-Dickfilm-Technologie ist in Abbildung 4.2 b gezeigt.

Detaillierte Aufnahmen der BST-Dickfilm-Varaktoren C_s und C_c siehe Abbildungen 4.2 g beziehungsweise 4.2 h.

4.2 Kleinsignaluntersuchung

Die Kleinsignaleigenschaften geben Aufschluss über die Verluste, den Gütefaktor und die Abstimmbarkeit des Filternetzwerks. Aufgrund des statischen externen Gütefaktors eignet sich der Abstimmbereich \mathbf{A}^\bullet , in dem alle möglichen Kombinationen aus dem Mittenfrequenz- und Bandbreitenintervall eingestellt werden können, nicht zum Vergleich der Filterstrukturen in den unterschiedlichen Technologien, siehe Kapitel 3. In diesem Abschnitt wird zum Vergleich die maximale Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz $\tau_{f_0, \max}(B)$ und der Bandbreite $\tau_{B, \max}(f_0)$ verwendet. Die gemessenen Abstimmungsbereiche der Mittenfrequenz und Bandbreite der Filternetzwerke in den unterschiedlichen Technologien sind in der rechten Spalte in Abbildung 4.3 dargestellt. Die Einfügedämpfung der Filternetzwerke bei den unterschiedlichen Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfigurationen ist durch eine Farbskala kodiert. In der linken Spalte in Abbildung 4.3 sind die simulierten und gemessenen Streuparameter der Filternetzwerke bei der minimalen und maximalen Mittenfrequenzkonfiguration gezeigt.

Die Messungen der Filterstruktur in Halbleiter-Technologie zeigen einen Mittenfrequenzbereich zwischen 690 MHz und 1,1 GHz und eine einstellbare Bandbreite zwischen 41 MHz und 300 MHz. Bei einer Bandbreite von 100 MHz zeigt das Filter den maximalen Mittenfrequenzbereich zwischen 720 MHz und 1,11 GHz mit einer Abstimmbarkeit von $\tau_{f_0, \max}$ von 35 %. Der maximale Abstimmungsbereich der Bandbreite liegt zwischen 80 MHz und 300 MHz mit einer Abstimmbarkeit $\tau_{B, \max}$ von 73 % bei einer konstanten Mittenfrequenz von 1,02 GHz. Die simulierten und gemessenen Transmissionskoeffizienten zeigen eine qualitative gute Übereinstimmung innerhalb des Durchlassbereichs. Die Abweichungen außerhalb des Durchlassbereichs lassen sich auf unzureichend modellierte parasitäre Anteile zurückführen. Der gemessene Reflexionskoeffizient der Filterkonfiguration bei $f_0 = 700$ MHz zeigt im Vergleich zur Simulation einen asymmetrischen Verlauf im Durchlassbereich. Dies ist auf eine asymmetrische Belastung der Resonatoren zurückzuführen, die aufgrund des verwendeten Versorgungsnetzwerks nicht ausgeglichen werden kann. Die Einfügedämpfung variiert zwischen 1,5 dB und 7 dB über den gesamten Abstimmungsbereich. Diese Variabilität der Einfügedämpfung ist auf einen inhärenten von der Steuerspannung abhängigen Gütefaktor der Halbleiter-Varaktoren zurückzuführen.

Die Filterstruktur unter Verwendung von BST-Dünnschicht-Varaktoren zeigt eine einstellbare Mittenfrequenz zwischen 680 MHz und 1,02 GHz und einen Bandbreitenbereich von 31 MHz bis 205 MHz. Die Messung zeigt einen vergleichsweise kleineren Abstimmungsbereich zum Filternetzwerk in Halbleiter-Technologie und geringfügig höhere Einfügedämpfung im Bereich von 2,5 dB bis 8 dB. Die gemessenen und simulierten Streuparameter zeigen eine qualitativ gute Übereinstimmung im Durchlassbereich. Der Reflexionskoeffizient liegt zwischen -15 dB und -20 dB und zeigt eine *equiripple* Filter-Charakteristik. Das integrierte Versorgungsnetzwerk der BST-Dünnschicht-Varaktoren ermöglicht eine individuelle Ansteuerung der Varaktoren und folglich eine optimale Kompensation von Fertigungstoleranzen und

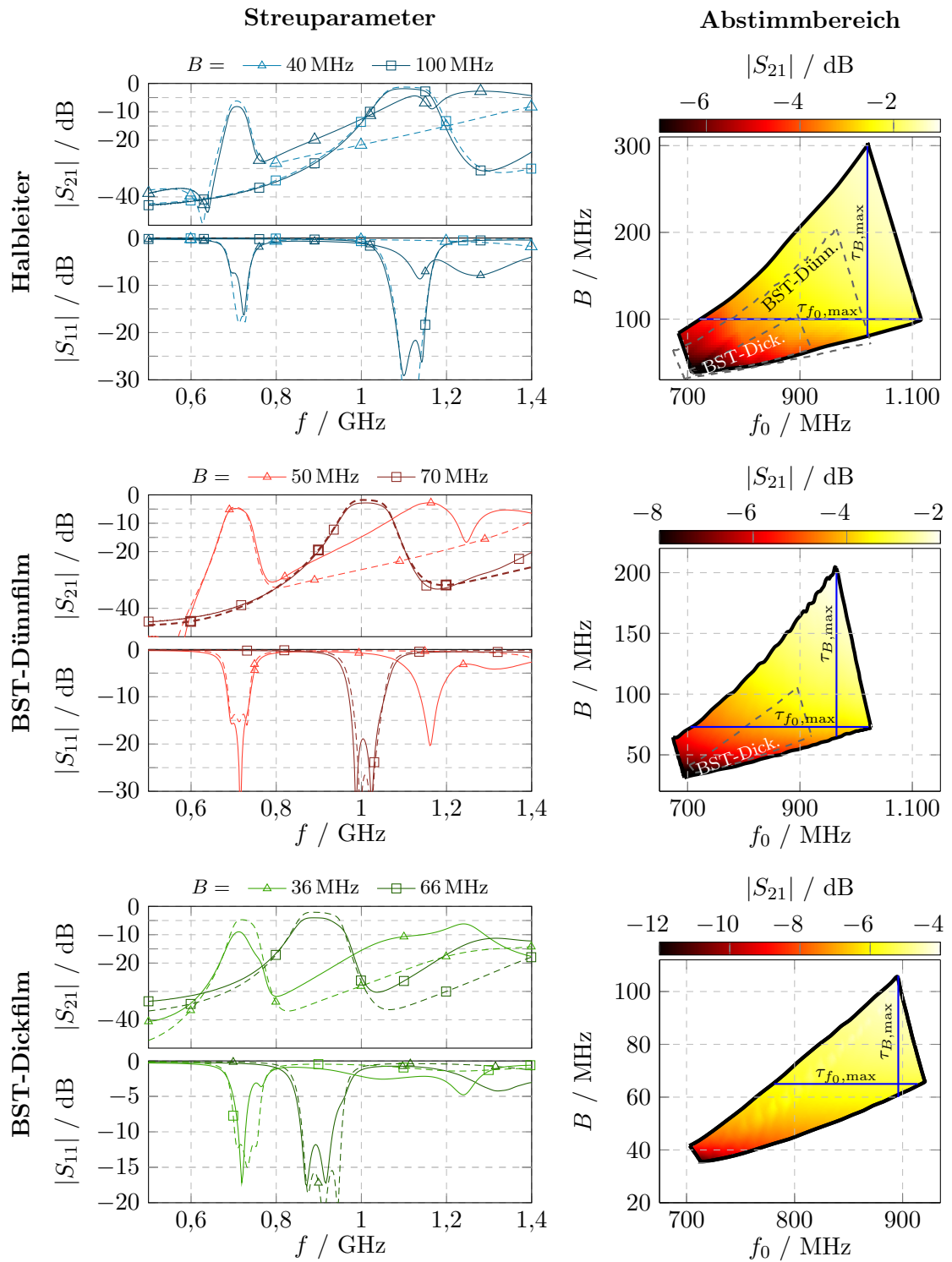


Abbildung 4.3: Gemessene und simulierte (gestrichelt) Streuparameter (links) bei der minimalen und maximalen Mittenfrequenzkonfiguration und (rechts) Abstimmbereiche der Filternetzwerke in den unterschiedlichen Varaktor-Technologien.

einer asymmetrischen Belastung der Resonatoren. Das Filternetzwerk zeigt einen maximalen Mittenfrequenzbereich zwischen 703 MHz und 1,02 GHz bei einer Bandbreite von 75 MHz mit einer Abstimmbarkeit von $\tau_{f_0, \max}$ von 31 %. Der maximale Bandbreitenbereich liegt zwischen 65 MHz und 200 MHz mit einer Abstimmbarkeit $\tau_{B, \max}$ von 68 % bei einer konstanten Mittenfrequenz von 985 MHz.

Die auf BST-Dickfilm-Varaktoren basierende Filterstruktur weist den geringsten Abstimmbereich der Mittenfrequenz zwischen 720 MHz und 920 MHz und der Bandbreite von 35 MHz bis 105 MHz auf. Der maximale Mittenfrequenzbereich liegt zwischen 790 MHz und 920 MHz mit einer relativen Abstimmbarkeit von $\tau_{f_0, \max}$ von 15 % bei einer absoluten Bandbreite von 68 MHz. Der maximale Bandbreitenbereich liegt zwischen 60 MHz und 105 MHz mit einer relativen Abstimmbarkeit $\tau_{B, \max}$ von 46 % bei einer Mittenfrequenz von 895 MHz. Die gemessenen und simulierten Streuparameter zeigen eine große Diskrepanz im Durchlassbereich auf. Die Einfügedämpfung liegt im Abstimmbereich zwischen 4,5 dB und 11 dB. Der Reflexionskoeffizient variiert über den Abstimmbereich von $-4,5$ dB bis -14 dB, wobei einige Filterkonfigurationen einen asymmetrischen Verlauf im Durchlassbereich aufweisen.

Der reduzierte Abstimmbereich des Filternetzwerks in BST-Dickfilm-Technologie lässt sich zum einen auf eine im Vergleich zu den Halbleiter- und BST-Dünnschicht-Technologien geringere Abstimmbarkeit der Varaktoren in BST-Dickfilm-Technologie zurückführen. Zum anderen entsteht durch Abweichungen im Siebdruckverfahren eine reduzierte Schnittmenge von den theoretisch gleichen Varaktorkapazitäten. Die Diskrepanz zwischen der Simulation und Messung, die hohe Einfügedämpfung und der asymmetrische Verlauf des Reflexionskoeffizienten lassen sich auf eine falsche Konfiguration der Varaktorkapazitäten bei der Messung zurückführen. Aufgrund des verwendeten Versorgungsnetzwerks können nicht alle Varaktoren individuell angesteuert werden. In diesem Fall führt eine Verschiebung der Abstimmbereiche der Varaktorkapazitäten aufgrund von Fertigungstoleranzen zu einer Diskrepanz zwischen den Varaktoren, die mit dem verwendeten Versorgungsnetzwerk nicht ausgeglichen werden kann. In Abbildung 4.4 sind exemplarisch die Abstimmbereiche der Varaktoren $\Delta C_{s,1a}$ und $\Delta C_{s,1b}$ mit und ohne eine Verschiebung der Abstimmbereiche gezeigt. Hierbei lässt sich zum einen die Schnittmenge der Abstimmbereiche der Varaktorkapazitäten $\Delta C_{s,1a} \cup \Delta C_{s,1b}$ erkennen. Bei einer gemeinsamen Steuerspannung U_1 gilt für die Varaktorkapazitäten $C_{s,1a}(U_1) \neq C_{s,1b}(U_1)$ für alle Konfigurationen der Steuerspannungen U_1 . Unter Verwendung eines komplexeren Versorgungsnetzwerks, das eine Entkopplung der Steuerspannungen ermöglicht, können die einzelnen Varaktoren individuell angesteuert werden. Somit lässt sich zwar der Abstimmbereich beziehungsweise die Schnittmenge der Varaktorkapazitäten nicht vergrößern, jedoch lassen sich die Varaktoren über individuelle Steuerspannungen für eine gültige Filterkonfiguration einstellen. Exemplarisch gilt folglich $C_{s,1a}(U_{1a}) = C_{s,1b}(U_{1b})$ in der Schnittmenge der Abstimmbereiche der Varaktoren $\Delta C_{s,1a} \cup \Delta C_{s,1b}$.

Der unbelastete Gütefaktor Q_u der abstimmbaren Resonatoren der Filterstruktur wurde für alle Mittenfrequenz- und Bandbreitenkonfigurationen nach dem Verfahren in Abschnitt 2.3.3 aus den Streuparametern extrahiert. Die verwendeten Technologien zeigen ihre geringsten Verluste bei der maximalen Mittenfrequenz und Bandbreite. Dies lässt sich auf die von der Steuerspannung abhängigen Verluste zurückführen, die ihr Minimum bei der maximalen Vorspannung besitzen. Die Filterstruktur in der Halbleiter-Technologie weist den

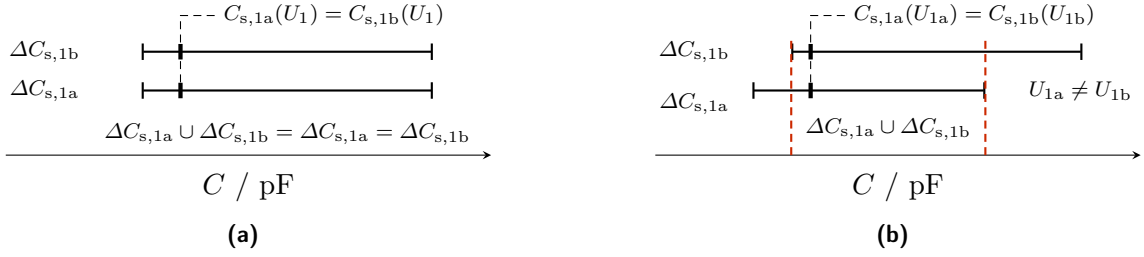


Abbildung 4.4: Exemplarischer Kapazitätsbereich der Varaktoren $C_{s,1a}$ und $C_{s,1b}$ bei gleicher Abstimmbarkeit $\tau_{C_{s,ij}}$ für den Fall (a) keiner Verschiebung der Kapazitätsbereiche und (b) mit Verschiebung der Kapazitätsbereiche.

höchsten Gütefaktor von Q_u von 48 auf. Den insgesamt niedrigsten Gütefaktor zeigt das Filternetzwerk in BST-Dickschicht-Technologie auf. Dies lässt sich auf mehrere Parameter in der Fertigung der BST-Dickschicht-Varaktoren wie die Druckqualität und den Leitwert der Gold-Metallisierung zurückzuführen. Die Gütefaktoren Q_u der Filternetzwerke sowie die weiteren Ergebnisse der Kleinsignaluntersuchung in Tabelle 4.2 am Ende des Kapitels zusammengefasst.

4.3 Großsignaluntersuchung

Die Messung der Großsignaleigenschaften beinhaltet die Untersuchung der Linearität, der Eigenaussteuerung sowie der Leistungstragfähigkeit von steuerbaren Filternetzwerken. Die Untersuchung der Leistungstragfähigkeit von Mikrowellenkomponenten und Materialien umfasst die Langzeitstudien unter einem definierten Leistungspegel sowie die Untersuchung der maximalen Leistungstragfähigkeit, die zu einem dauerhaften Ausfall der Komponente führen. Langzeitstudien betrachten den Einfluss einer definierten Nennleistung auf eine Komponente und insbesondere auf die verwendeten Materialien über die Zeit, wobei unterschiedliche Prozesse zu einer Degeneration der Materialien führen können [DF92]. In dieser Arbeit wurden keine Langzeitstudien zur Leistungstragfähigkeit durchgeführt. Der Fokus liegt hier auf der Untersuchung der Eigenaussteuerung der rekonfigurierbaren Filternetzwerke.

Ein weiterer Aspekt der Großsignaleigenschaften ist die Linearität der rekonfigurierbaren Filternetzwerke. Durch nichtlineare Bauelemente und folglich einer nichtlinearen Beziehung zwischen Strom und Spannung besitzt eine solche Komponente eine nichtlineare Übertragungsfunktion

$$H(x(t)) = A_0 + A_1 x(t) + A_2 x^2(t) + \dots + A_n x^n(t), \quad (4.1)$$

wobei n der Ordnung der Intermodulationsprodukte IM_n entspricht. Im Fall eines einzelnen Dauerstrich-Eingangssignals mit der fundamentalen Frequenz f_1 entstehen durch die nichtlineare Übertragungsfunktion harmonische Frequenzen nf_1 des Eingangssignals. Im allgemeinen Fall von M Dauerstrich-Eingangssignalen mit den fundamentalen Frequenzen

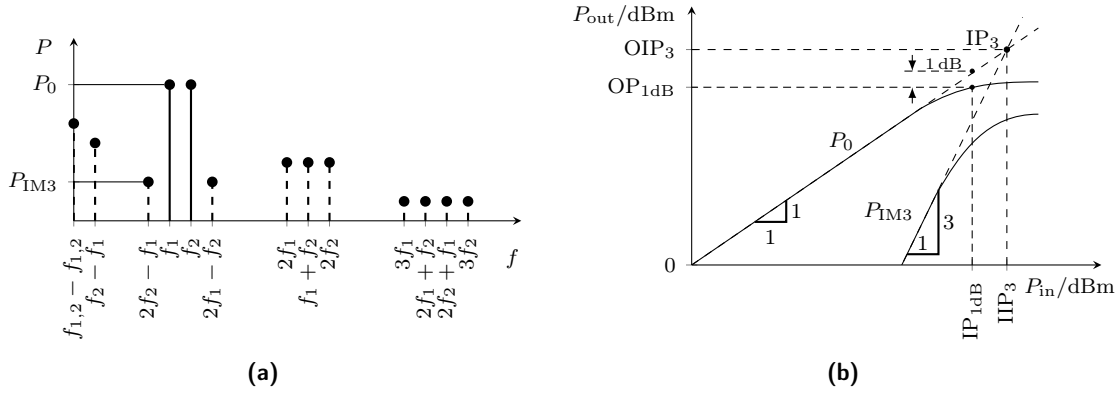


Abbildung 4.5: (a) Spektrum einer nichtlinearen Komponente bis zur dritten Ordnung für zwei Grundtöne f_1 und f_2 . (b) Ausgangsleistung eines Grundtons und des IM_3 als Funktion der Eingangsleistung.

(Grundtöne) f_1, \dots, f_M lassen sich die Frequenzen der Intermodulationsprodukte IM_n der Ordnung n durch eine lineare Kombination der Form

$$f_{IM_n} = k_1 f_1 \pm k_2 f_2 \pm \dots \pm k_M f_M \quad (4.2)$$

mit den Koeffizienten $k_1, \dots, k_M \in \mathbb{Z}$ berechnen. Die Summe der Koeffizienten entspricht der Ordnung n des Intermodulationsprodukts

$$n = |k_1| + |k_2| + \dots + |k_M|. \quad (4.3)$$

Für geradzahlige Ordnungen entsteht neben den Intermodulationsprodukten, den harmonischen Frequenzkomponenten und den Eingangssignalen ein zusätzlicher Gleichanteil [PC03], dies führt zu einer Eigenaussteuerung des Varaktors und somit zu einer Verstimmung der Filterkonfigurationen. Unter bestimmten Bedingungen und insbesondere bei der maximalen Steuerspannung kann die Summe des Gleichanteils und der Steuerspannung die Durchbruchspannung erreichen und zur Zerstörung des Varaktors führen.

Die Linearität der Mikrowellenkomponenten wird im Allgemeinen durch eine Zwei-Ton-Messung bestimmt. Hierzu werden zwei Dauerstrich-Eingangssignale mit der Frequenz f_1 und f_2 mit dem Tonabstand $\Delta f = f_2 - f_1$ in die Komponente eingespeist, wobei $\Delta f \ll f_1, f_2$ gilt. In dieser Arbeit wurde ein Tonabstand Δf von 1 MHz für alle Linearitätsmessungen gewählt. In Abbildung 4.5 a ist das idealisierte Spektrum einer nichtlinearen Komponente bis zur dritten Ordnung dargestellt. Die erzeugten IM_3 bei $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$ liegen sehr nahe an den Eingangssignalen und können damit nur schwer durch ein Filter unterdrückt werden. Weitere ungerade IM liegen sehr nahe an den Dauerstrichsignalen, jedoch nimmt deren Leistung mit der Ordnung n ab. Aufgrund dessen wird im Allgemeinen der IP_3 -Punkt IP_3 (engl. *third-order interception point*, IP_3) als Maß für die Linearität verwendet.

In Abbildung 4.5 b ist exemplarisch die Ausgangsleistung P_0 des Eingangssignals f_1 und des Intermodulationsprodukt 3. Ordnung IM_3 als Funktion der Eingangsleistung aufgetragen.

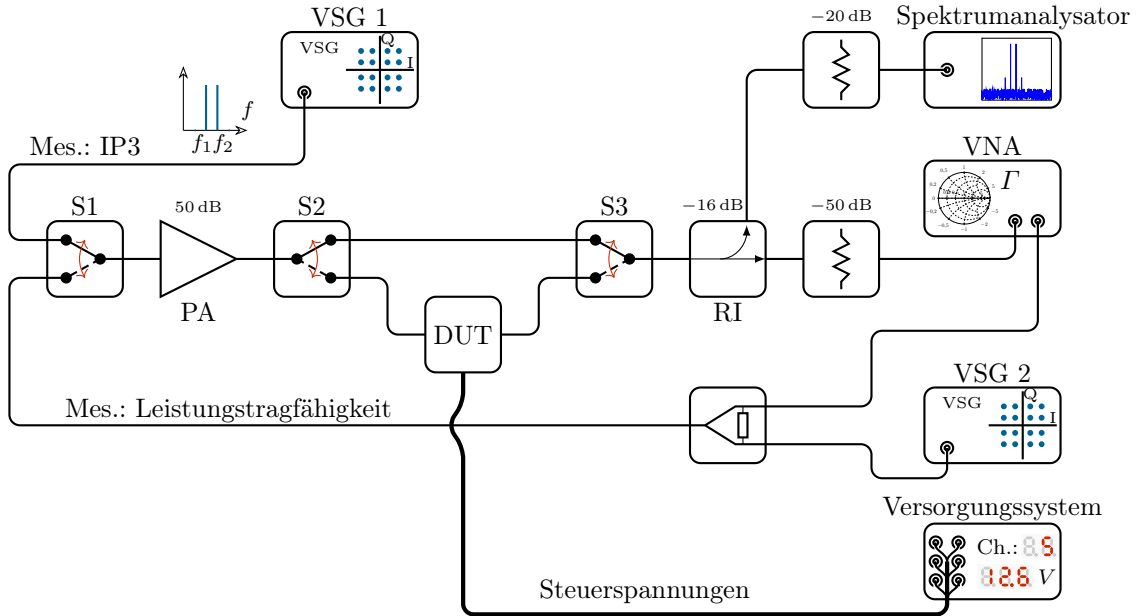


Abbildung 4.6: Blockschaltbild des Großsignalmessaufbaus für die Untersuchung der Linearität, Eigenaussteuerung sowie der Leistungstragfähigkeit. (VSG) Vektorsignalquelle, (VNA) Vektor-Netzwerkanalysator.

Die Steigung des Intermodulationsprodukts entspricht in doppeltlogarithmischer Darstellung dessen Ordnung n . Der IP_3 ist durch den virtuellen Schnittpunkt der Ausgangsleistung P_0 des Eingangssignals f_1 mit dem Intermodulationsprodukt IM_3 definiert. Dieser Schnittpunkt kann jedoch aufgrund der durch die Energieerhaltung gegebenen Kompression nicht erreicht werden, sondern nur extrapoliert werden. Der IP_3 wird in Bezug auf die Ausgangsleistung als OIP_3 bezeichnet und berechnet sich nach

$$OIP_3 = P_0 + \frac{P_0 - P_{IM3}}{2}, \quad (4.4)$$

wobei alle Leistungen in dBm eingesetzt werden. In Bezug auf die Eingangsleistung wird die Bezeichnung IIP_3 verwendet und berechnet sich zu $IIP_3 = OIP_3 - G$, wobei G die Verstärkung ist [Viz95].

Ein weiteres Maß zur Charakterisierung von nichtlinearen Komponenten ist der sogenannte 1 dB-Kompressionspunkt. Dieser beschreibt den Punkt, an dem der lineare Zusammenhang zwischen der Eingangs- und Ausgangsleistung um 1 dB von diesem linearen Zusammenhang abweicht. In Abbildung 4.5 b ist exemplarisch der 1 dB-Kompressionspunkt mit der entsprechenden Eingangsleistung $IP_{1\text{dB}}$ und Ausgangsleistung $OP_{1\text{dB}} = IP_{1\text{dB}} + G - 1\text{ dB}$ gezeigt. Dieser wird für die Charakterisierung der Leistungstragfähigkeit herangezogen.

In Abbildung 4.6 ist das Blockschaltbild des Großsignalmessaufbaus zur Charakterisierung der Leistungstragfähigkeit, Eigenaussteuerung und der Linearität gezeigt. Der Schalter $S1$ (Hochfrequenzrelais) dient zur Umschaltung zwischen den Signalquellen für die unterschiedlichen Untersuchungen. Die Vektorsignalquelle $VSG 1$ erzeugt das Zwei-Ton-Signal für die

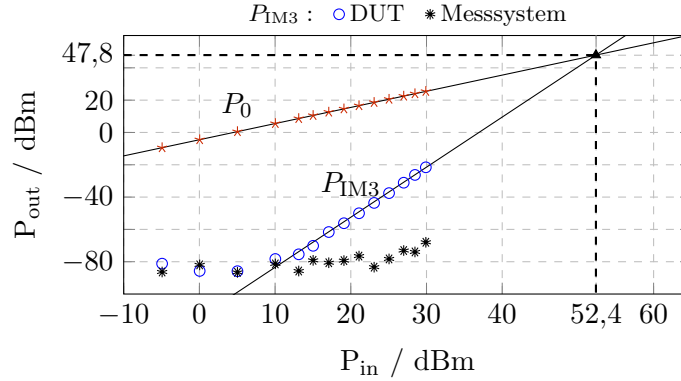


Abbildung 4.7: Ausgangsleistung P_0 des Grundtons f_1 und des Intermodulationsprodukts dritter Ordnung P_{IM3} für ein DUT und das Messsystem als Funktion der Eingangsleistung P_{in} . Als DUT diente der Hairpin-Bandpassfilter in BST-Dünnschicht-Technologie bei einer Mittenfrequenz $f_0 = 900$ MHz und Bandbreite $B = 100$ MHz.

Linearitätsmessung, das in einem nachgeschalteten Leistungsverstärker (engl. *power amplifier*, PA) mit 50 dB verstärkt wird. Dabei steht eine maximale Ausgangsleistung von 20 W zur Verfügung. Die Schalter $S2$ und $S3$ dienen zur Auswahl zwischen zwei Signalpfaden: einem Pfad mit der zu untersuchenden Komponente (engl. *device under test*, DUT) oder einem direkten Pfad zur Linearisierung/Normalisierung des Messaufbaues. Das Signal am Ausgang des Schalters $S3$ wird über einen Richtkoppler RI und ein Dämpfungsglied dem Spektrumanalysator zugeführt. Der Messaufbau wird für jeden Leistungs- sowie Frequenzmesspunkt der Linearitätsmessung mit der Software *Signal Studio for Multitone Distortion N7621* von Keysight Technologies linearisiert. In Abbildung 4.7 ist die Ausgangsleistung des Grundtons f_1 und des Intermodulationsprodukts dritter Ordnung P_{IM3} für ein DUT sowie für das Messsystem als Funktion der Eingangsleistung aufgetragen. Hierbei lässt sich deutlich die Steigung der Leistung P_0 von 1 dB/dB des Eingangssignals und die Steigung der Leistung P_{IM3} von 3 dB/dB des IM₃ erkennen. Für das Messsystem lässt sich zeigen, dass die Leistungsdifferenz zwischen dem Leistungspegel des Eingangssignals P_0 und dem Leistungspegel P_{IM3} des IM₃ durchgehend über 85 dB liegt und folglich der Messaufbau eine hohe Linearität aufweist.

Zur Untersuchung der Eigenaussteuerung, Leistungstragfähigkeit und des 1 dB-Kompressionspunkts wird der Transmissionskoeffizient $|S_{21}|$ mit einem VNA aufgenommen. Gleichzeitig wird ein zusätzliches Dauerstrichsignal mit der Frequenz f_T mit einem Leistungspegel P_T in das DUT eingespeist. Das Anregungssignal des VNA wird über den Wahlschalter $S1$ dem Leistungsverstärker zugeführt. Am Ausgang des Wahlschalters $S3$ wird das Antwortsignal durch den Richtkoppler und ein Dämpfungsglied dem Messempfänger des VNA zugeführt. Hierbei liegt das Anregungssignal am DUT bei Leistungspegeln $P_A < 10$ dBm. Zur Charakterisierung des DUTs wird das zusätzliche Dauerstrichsignal f_T von der Vektorsignalquelle $VSG2$ erzeugt und über einen Signalkombinierer in die Messkette eingespeist. Das Dauerstrichsignal liegt im Leistungsbereich zwischen 0 dBm bis 43 dBm. Bei der Untersuchung wird die Leistung des Dauerstrichsignals variiert und gleichzeitig der Transmissionskoeffi-

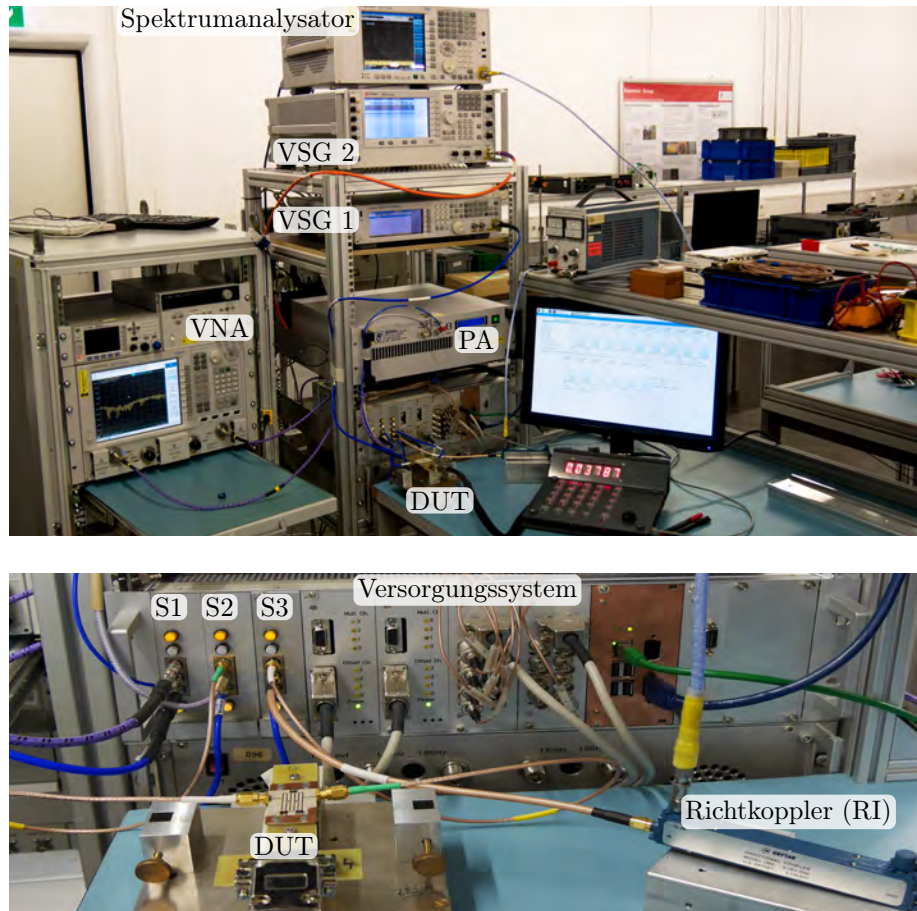


Abbildung 4.8: Foto des Großsignalmessaufbaues (oben) und Detailansicht (unten) des DUT und Versorgungssystems.

ent $|S_{21}|$ aufgenommen. Aufgrund des nicht-reziproken Leistungsverstärkers kann nur eine Pegel-Normalisierung des Transmissionskoeffizienten durchgeführt werden. Somit können Messfehler aufgrund von Reflexionen innerhalb des Messaufbaus und insbesondere zwischen dem PA und dem DUT nicht berücksichtigt werden. Das Versorgungssystem, das im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde und im Anhang D näher beschrieben ist, stellt zum einen die Steuerspannungen zur Verfügung und übernimmt zum anderen die Ansteuerung der Schalter (Hochfrequenzrelais) $S1$, $S2$ und $S3$. Eine Aufnahme des Großsignalmessaufbaus mit einem eingebautem DUT ist in Abbildung 4.8 gezeigt.

Abbildung 4.9 zeigt die gemessenen IIP_3 der drei Hairpin-Bandpassfilter in den unterschiedlichen Technologien über deren maximalen Mittenfrequenzbereich. Der beobachtete variierende IIP_3 -Pegel über die Abstimmbereiche der unterschiedlichen Technologien hängt von der C-V-Charakteristik der abstimmbaren Komponenten ab [SH83]. Die auf BST-Dünnschicht-Varaktoren basierende Filterstruktur zeigt im Abstimmbereich den höchsten IIP_3 zwischen 39 dBm und 60 dBm. Die verwendeten kommerziellen BST-Dünnschicht-Varaktoren sind in einer Reihenschaltung von 24 einzelnen Varaktoren aufgebaut [Wie17]. Somit teilt

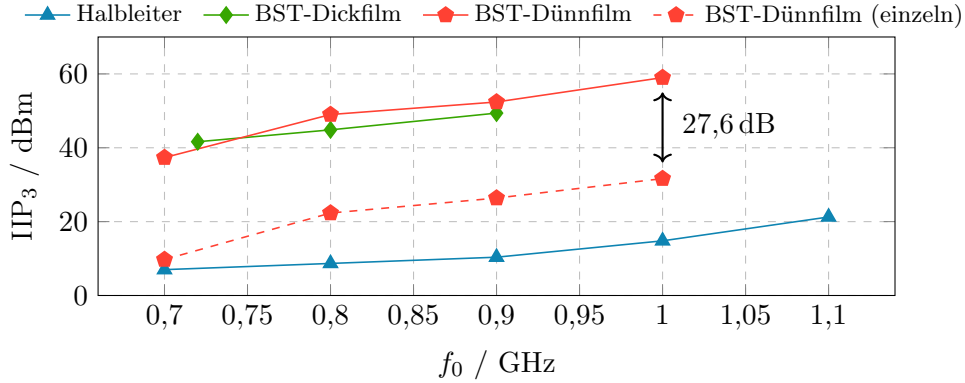


Abbildung 4.9: Gemessener IIP_3 der Filternetzwerke in den unterschiedlichen Technologien über die maximalen Mittenfrequenzbereiche. Die gestrichelte Kurve bezieht sich auf ein theoretisches Filternetzwerk unter Verwendung von BST-Dünnsfilm-Varaktoren bestehend aus einem einzelnen Varaktor [Sch+17]. © 2017 IEEE

sich die anliegende Spannungsamplitude des HF-Signals auf die einzelnen Varaktoren auf und führt zu einem insgesamt steigenden IIP_3 der Reihenschaltung. Für eine Reihenschaltung aus N einzelnen Varaktoren mit einem IIP'_3 berechnet sich der IIP_3 dieser Reihenschaltung zu

$$IIP_3 = IIP'_3 + 20 \log(N) \quad (4.5)$$

[Wie17]. Folglich liegt der IIP'_3 eines Filternetzwerks unter Verwendung einzelner BST-Dünnsfilm-Varaktoren 27,6 dB unterhalb des gemessenen IIP_3 des Filternetzwerks in kommerziellen BST-Dünnsfilm-Varaktoren. Zum Vergleich ist der IIP'_3 für ein theoretisches Filternetzwerk unter Verwendung von einzelnen BST-Dünnsfilm-Varaktoren in Abbildung 4.9 gestrichelt dargestellt. Im Vergleich zu dem IIP'_3 des Filternetzwerks unter Verwendung einzelner BST-Dünnsfilm-Varaktoren weist das Filter in BST-Dickfilm-Technologie einen um ≈ 24 dB höheren IIP_3 im Bereich zwischen 42 dBm und 51 dBm auf. Aufgrund der höheren Steuerspannungen der BST-Dickfilm-Varaktoren führt die Spannungsamplitude des HF-Signals zu geringeren Leistungspegeln der Intermodulationsprodukte im Vergleich zu den Varaktoren in Halbleiter- und BST-Dünnsfilm-Technologie. Dies führt folglich zu einer höheren Linearität eines einzelnen BST-Dickfilm-Varaktors. Das Filternetzwerk in Halbleiter-Technologie zeigt den niedrigsten IIP_3 zwischen 8 dBm und 20 dBm. Im Allgemeinen kann die Linearität der Halbleiter- und BST-Technologie durch parallele und serielle Konfigurationen der Varaktoren skaliert werden. Jedoch führt dies zu einer erhöhten Reaktionszeit und einer höheren Komplexität der Komponenten [Fu+06].

Zur Untersuchung der Eigenaussteuerung und Kompression der Filterantwort wird der Großsignal-Transmissionskoeffizient $|S_{21}|$ aufgenommen, wobei der Leistungspegel P_A des Anregungssignal im Bereich von -10 dBm bis 43 dBm variiert wird. Für die Untersuchung der rekonfigurierbaren Bandpassfilter wird kein zusätzliches Dauerstrichsignal f_T in die Filternetzwerke eingespeist. Die Untersuchung der Filternetzwerke in den unterschiedlichen Technologien wurde bei der maximalen, mittleren und minimalen Mittenfrequenz und entsprechend bei der minimalen bis maximalen Steuerspannung der Varaktoren C_s durchgeführt.

Der gemessene Transmissionskoeffizient $|S_{21}|$ unter variierender Leistung P_A ist in Abbildung 4.10 gezeigt. Die Filternetzwerke in den unterschiedlichen Technologien zeigen bei der minimalen Steuerspannung die größte Verzerrung der Filterantwort. Dieses Verhalten ist in der C-V-Charakteristik begründet, deren Steigung mit einer sinkenden Steuerspannung steigt und ihr Maximum bei der minimalen Steuerspannung besitzt. Insbesondere für die von der Polarität der Steuerspannung abhängigen Halbleiter-Varaktoren führen große Spannungsamplituden des HF-Signals bei der minimalen Steuerspannung zu einem Vorwärtsbetrieb des Halbleiter-Varaktors. Dies führt zu einer steigenden Varaktorkapazität sowie einem sinkendem Gütefaktor des Varaktors. Das Filternetzwerk in Halbleiter-Technologie zeigt für die minimale und mittlere Steuerspannung einen 1 dB-Kompressionspunkt im Bereich von $OP_{1\text{ dB}} \approx 5\text{ dBm}$. Eine Eigenaussteuerung bei der minimalen beziehungsweise der mittleren Steuerspannung lässt sich für Leistungspegel $P_A > -6\text{ dBm}$ und $P_A > 0\text{ dBm}$ des Anregungssignals erkennen. Für die maximale Mittenfrequenzkonfiguration zeigt sich eine deutlich geringere Verzerrung der Filterantwort. Der 1 dB-Kompressionspunkt konnte bei der maximalen Mittenfrequenzkonfiguration beziehungsweise Steuerspannung nicht aufgenommen werden, da der Varaktor bei einem Leistungspegel P_A von 16 dBm zerstört wurde.

Das Filternetzwerk in BST-Dünnschicht-Technologie zeigt bei der minimalen und mittleren Steuerspannung einen 1 dB-Kompressionspunkt von $OP_{1\text{ dB}} \approx 25\text{ dBm}$ beziehungsweise $OP_{1\text{ dB}} \approx 32\text{ dBm}$. Bei der mittleren Steuerspannung lässt sich zusätzlich eine Eigenaussteuerung der Filterfunktion beziehungsweise eine Verschiebung der Mittenfrequenz zu höheren Frequenzen hin erkennen. Für die maximale Steuerspannung U_{max} konnte bis zum messtechnisch begrenzten Leistungspegel $P_A \leq 43\text{ dBm}$ der 1 dB-Kompressionspunkt nicht erreicht werden. Die Filterantwort zeigt bei der maximalen Steuerspannung eine insgesamt geringe Verzerrung und Eigenaussteuerung.

Das Filternetzwerk in BST-Dickschicht-Technologie zeigt bei der minimalen Mittenfrequenz sowie der mittleren Steuerspannung keine signifikante Kompression beziehungsweise Eigenaussteuerung. Bei der minimalen Steuerspannung zeigt das Filternetzwerk eine Eigenaussteuerung ab einem Leistungspegel von $P_A > 40\text{ dBm}$. Ein Leistungspegel von $P_A = 42,5\text{ dBm}$ führten bei der mittleren Steuerspannung zur Zerstörung der der BST-Varaktoren. Aufgrund dessen konnten keine Messdaten für die maximale Steuerspannung aufgenommen werden. Der Grund für den Durchbruch des Varaktors ist nicht genau geklärt. Eine plausible Erklärung für den Durchbruch liegt in der Fertigung der MIM-Varaktoren. Eine hohe Oberflächenrauigkeit kann zu punktuellen Feldüberhöhungen im Varaktor führen, die zu einer reduzierten Durchbruchspannung und folglich geringe Leistungstragfähigkeit führen. Hierzu müssen in weiteren Untersuchungen die Materialeigenschaften sowie die Fertigung der BST-Dickschicht-Varaktoren betrachtet werden.

Die maximale Leistungstragfähigkeit P_{max} ist der Leistungspegel, der eine maximale Kompression von 1 dB und keine Zerstörung des Filternetzwerks im gesamten Abstimmbereich garantiert. Die Ergebnisse der Groß- und Kleinsignalanalyse sind in Tabelle 4.2 mit weiteren Literaturstellen zusammengefasst.

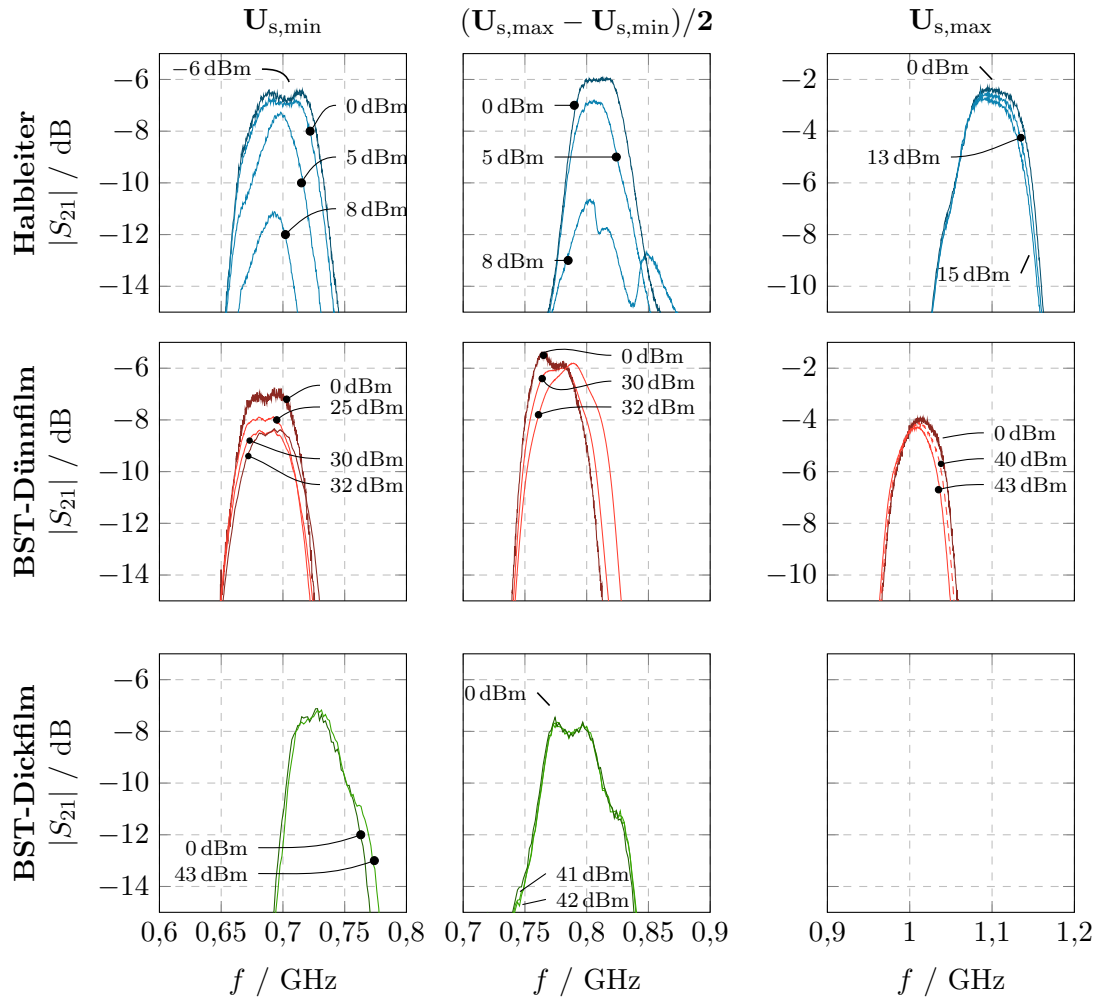


Abbildung 4.10: Gemessener Transmissionskoeffizient $|S_{21}|$ der Filternetzwerke unter variierendem Leistungspegel P_A des Anregungssignal für die Mittenfrequenzkonfigurationen bei unterschiedlichen Steuerspannungen U_s . Für das Filternetzwerk in BST-Dickfilm-Technologie konnten keine Messdaten bei der maximalen Steuerspannung aufgenommen werden, da ein Varaktor bei der mittleren Steuerspannung und einem Leistungspegel $P_A = 42,5$ dBm zerstört wurde.

4.4 Ergebnisse der Technologieevaluation

Die in diesem Kapitel gewonnenen Ergebnisse der Klein- und Großsignaluntersuchung der Filternetzwerke in Halbleiter-, BST-Dünnsfilm- und und BST-Dickfilm-Technologie sind in Tabelle 4.2 zusammengetragen. Für einen Vergleich der Eigenschaften und insbesondere einer Verifikation der Messdaten sind Filternetzwerke in den unterschiedlichen Technologien aus der Literatur aufgelistet.

Die auf Halbleiter-Technologie basierende Filterstruktur zeigt die höchste Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz und Bandbreite. Im Vergleich zu den Filternetzwerken in BST-Technologien weist das Filter in Halbleiter-Technologie den höchsten Gütefaktor der Hairpin-Resonatoren im Bereich zwischen 21 und 48 auf. Der niedrige $IIP_3 < 20$ dBm und die Leistungstragfähigkeit P_{\max} von 5 dBm bei der minimalen Mittenfrequenzkonfiguration beschränken jedoch die Anwendung auf Anwendungsszenarien geringerer Leistung im Empfangspfad eines HF-Frontends. Die Messergebnisse der Linearität sowie der Leistungstragfähigkeit decken sich mit den Untersuchungen in [CR11; Tsa+14; LR15]. Jedoch lassen sich die Linearität sowie die Leistungstragfähigkeit durch spezielle Schaltungskonfigurationen der Varaktoren verbessern [HBD10]. Die Untersuchung in [Ser+12] zeigt aufgrund einer anti-seriellen Konfiguration der Varaktoren im Vergleich zu den weiteren Filternetzwerken in Halbleiter-Technologie in Tabelle 4.2 einen höheren IIP_3 sowie eine höhere Leistungstragfähigkeit.

Die Großsignaluntersuchung zeigen, dass die Filter in BST-Dünnsfilm- und Dickfilm-Technologien für höhere Leistungspegel der Halbleiter-Technologie gegenüber zu bevorzugen sind. Die auf BST-Dünnsfilm-Varaktoren basierende Filterstruktur zeigt den höchsten IIP_3 auf Kosten einer hohen Reaktionszeit. Die hohe Leistungstragfähigkeit und Linearität der kommerziellen BST-Dünnsfilm-Varaktoren wird durch eine Reihenschaltung von 24 einzelnen Varaktoren erreicht. Die Großsignalanalyse zeigt eine Leistungstragfähigkeit P_{\max} von 25 dBm und eignet sich daher für den mittleren Leistungsbereich in einem HF-Frontend. Das Filternetzwerk in [Nat+05] ist in BST-Dünnsfilm-Technologie unter Verwendung von einzelnen IDC-Varaktoren aufgebaut. Hierbei liegt die Steuerspannung im Bereich zwischen 0 V und 200 Volt. Folglich besitzen diese Varaktoren und somit das Filternetzwerk eine hohe Linearität, jedoch auf Kosten einer deutlich reduzierten Abstimmbarkeit. Damit sind auch die Vorteile von BST-Dünnsfilm-Varaktoren mit geringen Steuerspannung und einer hohen Abstimmbarkeit gegenüber BST-Dickfilm-Varaktoren hinfällig.

Die Filterstruktur in der BST-Dickfilm-Technologie zeigt die höchste Linearität mit einem IIP_3 im Bereich von 42 dBm bis 51 dBm in Bezug auf den IIP'_3 eines Filternetzwerks unter Verwendung von einzelnen BST-Dünnsfilm-Varaktoren. Die Leistungstragfähigkeit P_{\max} im Bereich von ≈ 40 dBm bei den untersuchten Filterkonfigurationen verdeutlicht das hohe Potenzial von BST-Dickfilm-Varaktoren für Leistungsanwendungen. Die Filternetzwerke in BST-Dickfilm zeigen insgesamt eine höhere Linearität sowie Leistungstragfähigkeit als die Filternetzwerke unter Verwendung von MEMS-Varaktoren in Tabelle 4.2.

Die Linearität sowie die Leistungstragfähigkeit der BST-Dickfilm-Varaktoren können mit einer steigenden Dicke des BST-Dickfilms einhergehend mit einer steigenden Steuerspannung erhöht werden. Dies führt im Vergleich zu einer Reihenschaltung von einzelnen Varaktoren nicht zu einer steigenden Reaktionszeit [Fu+06]. Die Verwendung von siebdruckfähigem BST-Dickfilm-Material reduziert die Herstellungskosten und bietet eine flexible Anpassung der Varaktorkapazität. Jedoch führt zum einen die hohe Streuung der Dicke des BST-Films im Bereich von $\pm 2 \mu\text{m}$ zu hohen Streuungen der Varaktorkapazität. Zum anderen können Hohlräume beziehungsweise Risse im gesinterten BST-Film zu Kurzschlüssen der Varaktoren im Galvanisierungsprozess führen. Aufgrund der aktuellen Fertigungsbedingungen sind

direkt implementierte BST-Dickfilm-Varaktoren nur bedingt in komplexen Filternetzwerken einsetzbar.

Tabelle 4.2: Vergleich rekonfigurierbarer Bandpassfilter in unterschiedlichen Varaktor-Technologien.

Ref.	f_0 / GHz	τ_{f_0} / %	B / MHz	τ_B / %	IL/dB	RL/dB	N	IIP ₃ /dBm	IP _{1, dB} /dBm	Q_u	Anmerkung
Halbleiter	[LR15]	0,60 – 1,70	65	80 – 124 ^b	8	2,5 – 4,5	≥ 8	2	13 – 25	10 – 12	
	[Tsa+14]	0,81 – 1,00	19*	40 – 140 ^a	71	0,8 – 3,0	≥ 15	2	13 – 22		
	[CR11]	1,50 – 2,20	31*	50 – 170 ^{b,d}	60	3,1 – 6,5	≥ 10	3	10 – 20	5 – 10	40 – 55
	[Ser+12]	3,05 – 3,55	14*	180 – 340 ^b	47	1,0 – 3,0	≥ 10	2	29 – 39	14 – 21	80 – 130
	Kap. 4	0,72 – 1,10	35*	80 – 300 ^c	73	1,5 – 5,5	≥ 10	3	8 – 20	5	21 – 48
BST	[Nat+05]	2,44 – 2,88	15	300 – 500 ^b	8	3,0 – 7,0	≥ 10	3	41		Dünnschicht
	Kap. 4	0,70 – 1,02	31*	65 – 200 ^c	68	2,5 – 8,0	≥ 15	3	39 – 60	25 – 32	Dünnschicht
	Kap. 4	0,79 – 0,92	15*	60 – 105 ^c	43	4,5 – 11	≥ 10	3	42 – 51		Dickschicht
MEMS	[ER10]	1,55 – 2,04	24*	70 ^a	0	1,9 – 2,0	≈ 20	2	35	25	120 – 165
	[ER10]	1,56 – 2,48	37*	115 ^a	0	1,9 – 2,2	≥ 14	2	38	25	86 – 116
	[SWR12]	0,62 – 1,01	38	83 – 136 ^b	8	3 – 3,6	≥ 15	3	20 – 30	13 – 20	

* Bei konstanter absoluter Bandbreite B .
^a Besitzt keine rekonfigurierbare Bandbreite.
^b 3 dB-Bandbreite
^c Bandbreite über minimale RL definiert
^d Rückflussdämpfung ist nicht angegeben

5 Rekonfigurierbare Filter für digitale Leistungsverstärker

Durch den von neuen Technologien vorangetriebenen Fortschritt in der mobilen Kommunikation eröffnen sich neue Möglichkeiten zur Gestaltung des Alltags. Die Etablierung intelligenter öffentlicher Infrastruktur z. B. in Form von autonomen Fahren [QWY10] oder die Vernetzung sämtlicher Dinge im täglichen Leben (Internet of Things) stellen für diese Option prominente Beispiele dar [WSJ17]. Hierzu müssen die bestehenden Kommunikationsnetze massiv ausgebaut, stetig verbessert und an neue Standards angepasst werden. Beim Ausbau der Kommunikationsnetze ist es notwendig, diese flexibel, kostengünstig und effizient zu gestalten. Ein vielversprechender Ansatz für zukünftige Sende- und Empfangsstrecken sind die bereits im Standard 4G eingeführten Mehrkanalsysteme. Die dafür erforderliche hohe Anzahl an Sende- und Empfangspfaden in einem HF-Frontend steigern die Anforderungen bezüglich der Effizienz, Flexibilität, Kompaktheit und Kosten eines jeden einzelnen Pfads.

Ein besonderes Augenmerk kommt in diesem Kontext dem Leistungsverstärker in Übertragungssystemen zu, da dieser mit einem Anteil von bis zu $\approx 60\%$ der Gesamtleistungsaufnahme hauptverantwortlich für die Gesamteffizienz ist [AKK17]. In den heute üblichen Transceivern in Basisstationen ist der Großteil der Signalverarbeitung bis zum Mischer komplett digital ausgeführt. Dabei ist im Sendepfad nur noch der Leistungsverstärker übrig, der üblicherweise in analoger Technik realisiert ist. Jedoch bringt der Einsatz von digitalen Leistungsverstärkern erhebliche Vorteile mit sich. Durch den Betrieb der Transistoren im digitalen Modus dienen diese als reiner Schalter, in denen idealerweise keine Verlustleistung umgesetzt wird. Somit kann eine Effizienz von theoretisch 100 % erreicht werden [Cri06].

Durch das intrinsisch breitbandige Design von digitalen Leistungsverstärkern kann hierbei auf ein Anpassnetzwerk am Eingang verzichtet werden [Raa+03a]. Der Verstärker kann bei unterschiedlichsten Frequenzen effizient arbeiten, allerdings muss hierzu das Ausgangsfilter an die gewünschte Arbeitsfrequenz angepasst werden. Die Verwendung eines kontinuierlich steuerbaren Ausgangsfilters ist eine vielversprechende Lösung im Hinblick auf flexible Konzepte ohne fest vordefinierte Frequenzbänder. Hierdurch können digitale Leistungsverstärker auf Arbeitsfrequenzen innerhalb ihres Abstimmbereichs eingestellt werden und dynamisch auf neue Spezifikation und Frequenzzuweisungen rekonfiguriert werden. Dies ist insbesondere für nicht zugängliche Systeme mit langen Laufzeiten wie z. B. in Satelliten mit Einsatzzeiten von mehr als 15 Jahren von großer Relevanz. Weiterhin ermöglicht die Freigabe und Verwendung von ungenutzten Frequenzbändern (*white space*) eine Steigerung der spektralen Effizienz.

Für die Realisierung rekonfigurierbarer effizienter Leistungsverstärker werden zu Beginn die grundlegenden Baugruppen eines digitalen Leistungsverstärkers vorgestellt. Insbesondere

werden die für den Entwurf rekonfigurierbarer Leistungsverstärker relevanten Parameter eingeführt und diskutiert. Im ersten Schritt wird ein rekonfigurierbarer diskreter Bandpassfilter erster Ordnung aufgebaut. Hierbei zeigt das Bandpassfilter eine geringe Abstimmbarkeit und hohe Verluste. Diese Nachteile werden durch ein in dieser Arbeit entwickeltes neuartiges Filterkonzept überwunden. Dieses Konzept zeichnet sich durch eine skalierbare Abstimmbarkeit, geringe Verluste, eine hohe Linearität und eine hohe Leistungstragfähigkeit aus. Zur Validierung des Konzeptes werden zwei unterschiedliche rekonfigurierbare Ausgangsfiltertopologien realisiert und messtechnisch analysiert. Anschließend werden alle drei entwickelten Ausgangsfilter in einen digitalen Leistungsverstärker implementiert und bezüglich ihrer Ausgangsleistung und Effizienz über den gesamten Abstimmungsbereich analysiert und verglichen. Teilergebnisse der Untersuchungen wurden im Journal IEEE Access im Jahr 2019 [Sch+19] und in [Wen+19] veröffentlicht.

5.1 Digitaler Leistungsverstärker

Grundlegend lassen sich Leistungsverstärker (engl. *power amplifier*, *PA*) aufgrund ihres Betriebsmodus als Spannungs- bzw. Stromquelle oder Schalter in die Gruppe der linearen Verstärker und in die Gruppe der Schaltverstärker unterteilen. Innerhalb dieser werden die Eigenschaften wie Arbeitspunkt, Transistorkonfiguration oder Ausgangsnetzwerk durch die Klassenkennzeichnungen unterschieden. Durch die Wahl des Arbeitspunktes und der Transistorkonfiguration unterscheiden sich lineare Verstärker der Klassen A, B, AB und C. Ein großer Vorteil dieser Klassen besteht in der hohen Linearität, welche insbesondere für Hüllkurvenmodulationen von Bedeutung ist. Hierzu zählt die Amplitudenmodulation (AM) oder die Kombination aus AM und Phasenmodulation (PM) bei der Quadraturphasenmodulation (QAM). Ein Nachteil dieser Klassen ist die niedrige Effizienz aufgrund der hohen Verlustleistung der Transistoren im linearen Arbeitsbereich. Die theoretisch maximale Effizienz liegt zwischen 25 % für Klasse A und 80 % für Klasse C Verstärker [Raa+02].

Im Gegensatz hierzu betreiben Schaltverstärker die Transistoren in Sättigung und der Transistor arbeitet je nach Verstärkerklasse als Strom- oder Spannungsschalter. Idealerweise befindet sich der Transistor also nur im gesperrten oder durchgeschalteten Zustand, bei dem jeweils nur Strom fließt oder Spannung über den Transistor abfällt. Hierdurch ist die instantane Verlustleistung, das Produkt von Strom und Spannung, zu jedem Zeitpunkt null. Schaltverstärker weisen in Bezug auf die gesamte Ausgangssignalleistung, bestehend aus dem Nutzsignal und harmonischen Frequenzanteilen, eine theoretische Effizienz nahe 100 % auf wenn folgende Bedingungen erfüllt sind [Raa+03a; Cri06]:

- Damit in den Transistoren nahezu keine Verlustleistung umgesetzt wird, müssen die Übergangszeiten zwischen durchgeschaltetem und gesperrtem Zustand so kurz wie möglich sein.
- Weiterhin kann die umgesetzte Verlustleistung reduziert werden, indem der Transistor nur geschaltet wird, wenn keine Spannung anliegt oder kein Strom fließt. Dieser Betriebsmodus wird als spannungsloses oder stromloses Schalten bezeichnet.

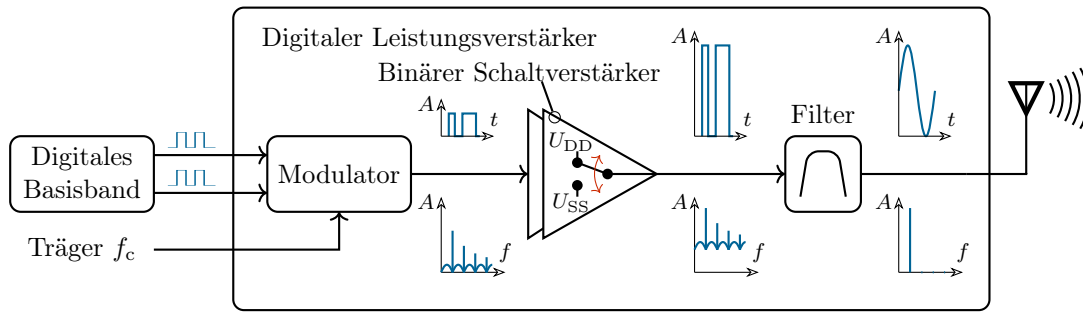


Abbildung 5.1: Blockschaltbild eines digitalen Sendepfades mit den Signalen an den entsprechenden Stellen im Frequenz- sowie Zeitbereich.

Um eine maximale Effizienz η in Bezug auf das Nutzsignal bei f_c zu erreichen, muss die Energie außerhalb des Nutzbandes wieder dem Verstärker zugeführt werden. Im Normalfall ist dies Aufgabe des Ausgangsfilters, dass die spektralen Anteile im Sperrbereich nicht absorbieren, sondern in den Verstärkerausgang zurückreflektieren muss. Andere bereits existierende Konzepte sehen diese Rückgewinnung der Energie der Frequenzanteile mittels eines Gleichrichters als Versorgungsspannung vor. Johnson *et al.* [AJ12] separiert das Trägersignal von den harmonischen Frequenzanteilen unter Verwendung eines statischen Diplexers und eines nachgeschalteten statischen Ausgangsfilters. Die Oberwellen werden durch einen nachgeschalteten Gleichrichter als Gleichspannung dem Verstärker zur Verfügung gestellt. Dieses Konzept benötigt aber eine komplexe Ausgangsstufe und wird deshalb für die folgenden Untersuchungen von rekonfigurierbaren digitalen Leistungsverstärkern nicht betrachtet.

Eine spezielle Form der Schaltverstärker ist der sogenannte digitale Verstärker. Hier arbeiten nicht nur die Transistoren, sondern der gesamte Verstärker als reiner Schalter. Der Verstärker wird mit rein binären Pulsfolgen an- und angesteuert, die so gewählt sind, dass das zugrundeliegende analoge Signal am Ausgang durch ein Bandpassfilter aus der Pulsfolge gewonnen werden kann.

Ein Vorteil digitaler Leistungsverstärker ist die kompakte Realisierung, die eine Integration des Leistungsverstärkers in die Antennenmodule ermöglicht. Dies ist insbesondere für moderne MIMO-Systeme (engl. *multiple input multiple output*, *MIMO*) mit einer großen Anzahl an Sende- und Empfangsantennen von großem Interesse. Somit können die Verluste durch zusätzliche Leitungsstrecken und der benötigte Platzbedarf reduziert werden. Folglich sind digitale Leistungsverstärker aufgrund ihrer intrinsisch hohen Bandbreite, Kompaktheit und ihrer maximalen theoretischen Effizienz von 100 % von großem Interesse für zukünftige Sende- und Empfangssysteme. Das Blockschaltbild ist in Abbildung 5.1 gezeigt. Der digitale Leistungsverstärker untergliedert sich in drei Hauptbaugruppen: den Modulator, den binären Schaltverstärker und das analoge Ausgangsfilter. Diese werden in den folgenden Abschnitten näher betrachtet.

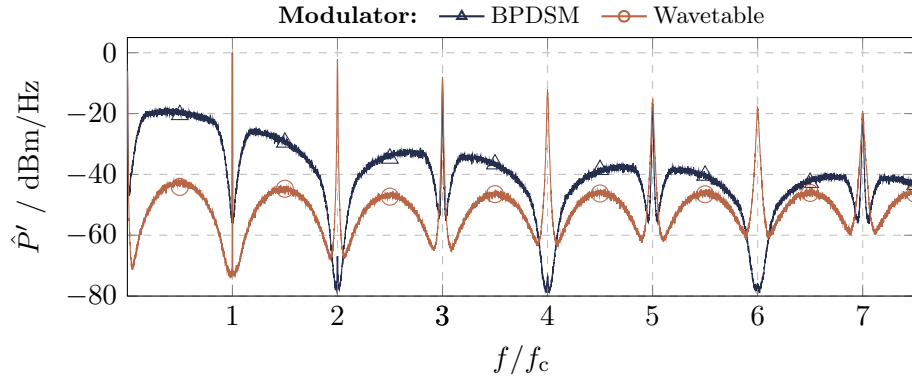


Abbildung 5.2: Leistungs dichtespektren \hat{P}' eines einstufigen Bandpass DSM Modulators und des von Hühn *et al* in [HWH17] vorgestellten Modulators. Daten nach [Sch+19].

5.1.1 Modulator

Der Modulator bildet die Eingangsstufe des digitalen Verstärkersystems [Cri06; Raa+03a]. Das digitale Basisbandsignal wird durch den Modulator in eine binäre Pulsfolge mit der Frequenz f_c umgesetzt. Hierbei wird die analoge Amplitude und Phase des Signals durch eine binäre Pulsfolge codiert. Das erzeugte Signal enthält neben den fundamentalen Spektralanteilen zusätzliches von der gewählten Modulationstechnik abhängiges Quantisierungsrauschen sowie harmonische Frequenzanteile. Der Modulator kann in zukünftigen digitalen Systemen in die Signalverarbeitung integriert werden, wodurch der analoge Teil des HF-Frontends vor dem Leistungsverstärker vollständig entfällt. Hierdurch wird eine hohe Flexibilität des Systems erzielt, die ausschließlich durch den Leistungsverstärker und den Ausgangsfilter im Sendepfad limitiert ist. Die Modulatoren lassen sich in zeitkontinuierliche Modulationen wie die Pulsweitenmodulation (PWM) und zeitdiskrete Modulation unterteilen. Kontinuierliche Ansätze erreichen hohe Auflösungen der Amplitude [Mar+12], wobei die zeitkontinuierliche Natur der Leistungsstufe ausgenutzt wird. Jedoch leiden diese Ansätze unter Implementierungsproblemen aufgrund der äußerst hohen Anforderungen an die Geschwindigkeit der verwendeten Analog-zu-Digital-Umsetzer. Der Hauptparameter der diskreten Modulatoren ist die Kodiereffizienz (engl. *coding efficiency*) η_c , welche durch das Verhältnis der Nutzleistung P_c zu der gesamten Ausgangsleistung P_{tot} definiert ist [JS06]. Gängige zeitdiskrete Konzepte sind die *Envelope Delta Sigma Modulation* (EDSM) und *Bandpass Delta Sigma Modulation* (BPDSM), wobei die EDSM ein geringes *adjacent channel power ratio* (ACPR) [Tan+14] und die BPDSM nur eine geringe Kodiereffizienz aufweist [JS06]. Ein weiterer genereller Nachteil der Delta Sigma Modulation ist die benötigte hohe Taktfrequenz zur Überabtastung des Eingangssignals [EHG13].

In der Veröffentlichung von Hühn *et al.* [HWH17] wird ein neuartiger Modulator basierend auf einer Wavetable vorgestellt, wobei das zeitkontinuierliche Verhalten des Verstärkers ausgenutzt wird. Dabei wird die maximal theoretisch erreichbare Kodiereffizienz η_c von 81 % erreicht [JS06] und ein ACLR von 58 dB in die benachbarten Kanäle hervorgehoben. Zusätzlich können weitere spezielle Parameter der Leistungsstufe wie z. B. dynamische Totzeiten

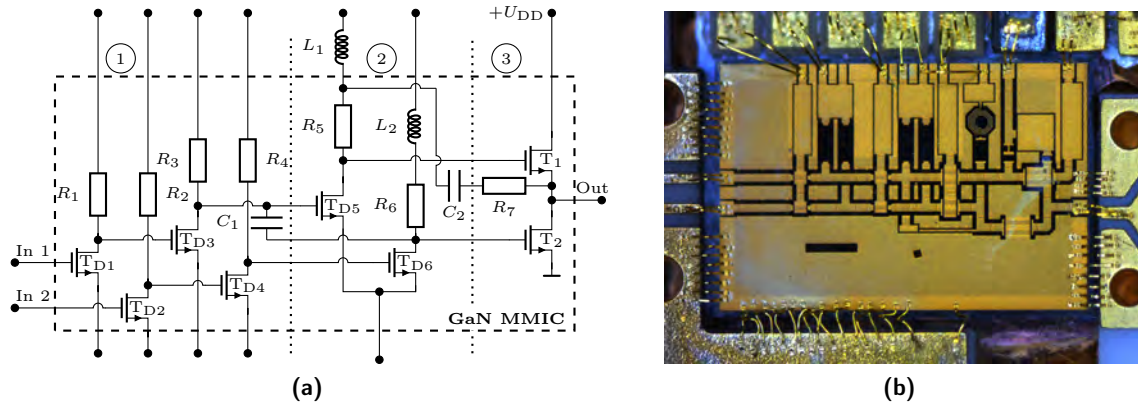


Abbildung 5.3: (a) Ersatzschaltbild und (b) Makroaufnahme des binären GaN Schaltverstärker-MMIC mit (1) dem zweistufigen Vortreiber (2) dem differentiellen digitalen Vortreiber sowie (3) der Gegentaktendstufe [Sch+19].

zwischen den Eingangssignalen und eine minimale Pulslänge in dem Modulator definiert werden. Darüber hinaus bietet das Konzept die Möglichkeit, die Nichtlinearitäten des Verstärkers und des nachgeschalteten Ausgangsfilters mit sehr geringem Aufwand zu linearisieren [Kat01; Raa+03b]. In Abbildung 5.2 ist das normalisierte Leistungsdichtespektrum eines einstufigen BPDSM und des neuartigen Modulators von Hühn *et al.* gezeigt. Die BPDSM besitzt harmonische Frequenzanteile bei ungeraden Vielfachen $f_n = f_c(2n - 1), n \in \mathbb{N}, n \geq 2$ der Arbeitsfrequenz f_c mit einem minimalen Signal-zu-Quantisierungsrausch-Verhältnis (SQNR) von 20 dB. Hingegen zeigt der Wavetable basierte Modulator einen deutlich höheren SQNR von minimal 40 dB. Wobei die Wavetable basierte Modulation durch ihre variablen Pulslängen harmonische Frequenzanteile bei allen Vielfachen $nf_c, n \geq 2$ der fundamentalen Schwingung f_c besitzt.

5.1.2 Binärer Schaltverstärker

Für die Untersuchungen wird ein binärer Schaltverstärker in *Monolithic-Microwave-Integrated-Circuit* (MMIC) Aufbautechnik verwendet. Der Verstärker ist von der Arbeitsgruppe von Andreas Wentzel am Ferdinand-Braun-Institut, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik (FBH) in Berlin entwickelt und in [Wen+15] veröffentlicht worden. Der MMIC ist in Galliumnitrid-Technologie (GaN) auf Siliziumkarbid (SiC) in einem Halbleiterprozess mit einer Gatellänge von 250 nm hergestellt. Galliumnitrid gehört zur Gruppe der *Wide-Bandgap-Halbleiter*, die sich aufgrund ihres Bandabstandes E_g von 3,37 eV durch eine hohe Leistungstragfähigkeit, geringe intrinsische Leckströme und hohe Betriebstemperaturen von bis zu 450 °C auszeichnen [Son+10]. Weiterhin bieten diese Halbleiter eine hohe kritischen Feldstärke und eine hervorragende Beziehung zwischen dem ON-Widerstand R_{on} und der Durchbruchspannung. Dies ermöglicht eine deutlich höhere Leistungsumwandlung, als es mit Halbleitern in Silizium-Technologie möglich ist. Insbesondere zeigt das zweidimensionale Elektronengas (2DEG) an der Grenzschicht zwischen GaN und der Legierung Aluminiumgal-

liumnitrid (AlGa_N) eine hohe Elektronenmobilität von $\approx 2000 \text{ cm}^2 \text{ s/V}$, die eine Realisierung von *high-electron-mobility Transistoren* (HEMT) erlaubt [Lid+14]. Diese sind speziell für Anwendungen in der Hochfrequenztechnik von großer Bedeutung. Aufgrund des entstehenden 2DEG gehören GaN-HEMT von Natur aus zur Klasse der Verarmungstypen (engl. *depletion mode*) Transistoren, die bei $V_{\text{gs}} = 0 \text{ V}$ leitend sind und somit positive sowie negative Gate-Source Spannungen zum Ein- und Ausschalten benötigen. Der Einsatz von *enhancement mode* Transistoren würde die Komplexität der Schaltung deutlich reduzieren. Jedoch eignen sich die bisherigen Realisierungen von *enhancement mode* GaN-HEMT aufgrund ihrer geringeren Elektronenmobilität im Vergleich zu *depletion mode* GaN-HEMT nicht für Anwendungen im GHz-Bereich [Ham14].

Im Folgenden wird der verwendete binäre GaN Leistungsverstärker-MMIC vorgestellt. Der Verstärker ist als vierstufiger Leistungsverstärker bestehend aus drei Vortreibern und einer digitalen Gegentaktendstufe aufgebaut. Das Ersatzschaltbild des Verstärkers ist in Abbildung 5.3 a gezeigt. Der zweistufige Vortreiber (1) arbeitet in einem Klasse-AB Modus und verstärkt das differentielle Eingangssignal In_1 und In_2 mit einer Spitze-Spitze-Spannung U_{ss} von 0,75 V auf U_{ss} von 5 V für die erste digitale Stufe (2). Hierbei können die GaN-HEMT mit einer Gate-Source Spannung $U_{\text{gs}} = 1 \text{ V}$ vollständig eingeschaltet und bei $U_{\text{gs}} = -4 \text{ V}$ ausgeschaltet werden. Die differentielle digitale Stufe (2) erzeugt die für die Gegentaktendstufe (3), bestehend aus den Transistoren T_1 und T_2 , erforderlichen unterschiedlichen Gate-Source-Spannungen. Die beiden Transistoren der Endstufe schalten die Ausgangsspannung zwischen der Versorgungsspannung V_{DD} und idealerweise 0 V. Diese Verstärkerkonfigurationen mit einer geschalteten Ausgangsspannung werden allgemein als *Voltage-Mode-Verstärker* bezeichnet. Da keine komplementären GaN-HEMTs verfügbar sind, benötigt der Transistor T_1 eine hohe Gate-Source-Spannung zwischen -5 V und V_{DD} , während der Transistor T_2 in einem vergleichsweise kleinen Spannungsbereich zwischen -5 V bis 1 V angesteuert wird. Daher ist das Ansteuern der Endstufe sehr kritisch, weshalb die Vorstufen auf die optimale Pulsform der Gate-Source-Spannung für die Endstufe angepasst wurden. Eine Makroaufnahme des Verstärker MMIC ist in Abbildung 5.3 b präsentiert. Aufgrund dessen, dass die Vorstufen des digitalen Leistungsverstärkers in den MMIC integriert sind und diese auf geringe Spannungspegel am Eingang, statt auf eine hohe Verstärkung optimiert sind, wird die Drain-Effizienz η_{drain} der Endstufe (3) als Gütezahl herangezogen. Diese ist ein Indikator für das maximale Potenzial in Bezug auf die Effizienz und ist gegeben durch

$$\eta_{\text{drain}} = \frac{P_{f_c}}{P_{U_{\text{DD}}}}, \quad (5.1)$$

wobei $P_{U_{\text{DD}}}$ die aufgenommene DC-Leistung der Endstufe und P_{f_c} die Ausgangsleistung bei der Arbeitsfrequenz f_c am Ausgang des Bandpassfilters ist. Die optimale Lastimpedanz an der Endstufe lässt sich über den maximalen Strom durch die Transistoren und die Amplitude U_{f_c} der Grundschiwingung bei f_c nach dem Filter bestimmen [Wen11]. Dabei ergibt sich U_{f_c} durch die Versorgungsspannung U_{DD} und den Gewichtungsfaktor A_G der Grundschiwingung der Fourierreihe des binären Signals. Der Gewichtungsfaktor entspricht bei einer maximalen Kodiereffizienz dem einer idealen Rechteckschiwingung, die nach der Fourieranalyse zu

$A_G = 4/\pi = 1.27$ gegeben ist [Bro+08]. Folglich ist die optimale Lastimpedanz Z_{PA} gegeben zu

$$Z_{PA} = \frac{U_{f_c}}{I_{\max}} = A_G \frac{U_{DD}}{I_{\max}} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{DD}}{I_{\max}}. \quad (5.2)$$

Hierbei wird die Source-Drain-Kapazität der Endstufe für die Auslegung nicht berücksichtigt. Für eine Versorgungsspannung U_{DD} von 20 V ergibt sich für die verwendeten Transistoren eine Lastimpedanz $Z_{PA} = 43 \Omega$.

5.1.3 Analoges Ausgangsfilter

Das analoge Ausgangsfilter rekonstruiert das analoge Eingangssignal am Ausgang des binären Schaltverstärkers durch eine geeignete Filterfunktion $H(j\omega)$. Das Nutzsignal bei der Arbeitsfrequenz f_c soll idealerweise ungedämpft das Ausgangsfilter passieren. Hierdurch kann eine möglichst hohe Effizienz erreicht werden. Im Idealfall unterdrückt beziehungsweise reflektiert das Filternetzwerk das durch Modulation beziehungsweise die Digital-Analog-Umsetzung erzeugte Quantisierungsrauschen und die harmonischen Frequenzanteile bei $nf_c, n \geq 2$. Somit wird idealerweise keine Energie in den Frequenzbereich außerhalb der Nutzbands abgegeben.

Aufgrund von verlustbehafteten Bauteilen und Fertigungstoleranzen kann keine vollständige Unterdrückung der unerwünschten spektralen Anteile erzielt werden. Die nicht reflektierten Frequenzanteile, die das Ausgangsfilter passieren und über die Antenne abgestrahlt werden, werden im Allgemeinen als Nebenaussendung bezeichnet. Eine minimale Unterdrückung von A_s ist gefordert um, andere Dienste nicht durch die Nebenaussendung zu stören. Die Internationale Fernmeldeunion (ITU) empfiehlt eine minimale Unterdrückung der Nebenaussendung von 60 dBc [Uni12]. Für die erste Machbarkeitsstudie und die Untersuchungen von rekonfigurierbaren Ausgangsfiltern wird in dieser Arbeit eine reduzierte Anforderung an die Unterdrückung von 20 dBc gewählt.

Für das Ausgangsnetzwerk wird eine unterschiedliche Eingangs- und Ausgangsimpedanz gefordert. Auf der Seite des binären Schaltverstärkers muss das Filter auf die optimale Lastimpedanz Z_{PA} bei der Arbeitsfrequenz f_c angepasst sein, , außerhalb soll es möglichst hochohmig sein und einen Eingangsreflexionsfaktor nahe 1 erzeugen. Auf der Ausgangsseite muss das Filter im Nutzband auf die Lastimpedanz Z_L angepasst sein, die in den meisten Fällen die gängige Systemimpedanz von 50Ω ist. Eine Anpassung kann durch verschiedene Ansätze erfolgen.

- Eine Kombination aus einem symmetrischen steuerbaren Filter mit gleicher Eingangs- und Ausgangsimpedanz mit einem in Reihe geschalteten abstimmbaren reaktiven Anpassnetzwerks.
- Eine gekoppelte Filterstruktur, in der die Anpassung an die jeweilige Quellen- und Lastimpedanz durch die externe Kopplung eingestellt beziehungsweise angepasst werden kann.

- Unsymmetrische Tschebyscheff-Filterfunktionen gerader Ordnung, fordern unterschiedliche Quellen- und Lastimpedanz. Die Differenz der Impedanzen variiert über die gewählte Ordnung und die gewählte Rückflussdämpfung RL im Durchlassbereich. Resultierend kann mit diesen Parametern die Filterstruktur auf die gewünschten Impedanzen angepasst werden.

Die Anpassung an die unterschiedlichen Impedanzen wird in den vorgestellten Filternetzwerken unterschiedlich realisiert.

Digitale Verstärker auf dem Stand der Technik basieren heutzutage auf statischen Bandpassfiltern [Hun+07; Hun+05; Kim+11; WMH10; Ma15; Hez+14], wobei das Konzept in [WMH15] zusätzliche Resonatoren zur Erzeugung von Übertragungsnullstellen zur Unterdrückung der harmonischen Frequenzanteile nutzt. Ein bekannter Ansatz zur Erzeugung von zusätzlichen Übertragungsnullstellen durch die Querkopplungen einzelner Resonatoren innerhalb des Filternetzwerks ist in [Mar+14] gezeigt. Dort werden wie für das Filternetzwerk in Abschnitt 3.2.3 keine weiteren verlustbehafteten Resonatoren für zu endlichen Frequenzen verschobenen Übertragungsnullstellen benötigt.

Ein erster Schritt zu Mehrkanal-Systemen wurde in den Arbeiten von Wentzel *et al.* gezeigt. Hierbei wurden Multiband-Ausgangsfilter als Dualband- [Wen+13] und Triband- [WMH15; Mar+15] Filter vorgestellt. Ein großer Nachteil des Multiband-Ansatzes ist die eingeschränkte Frequenzwahl der Durchlassbereiche aufgrund der harmonischen und subharmonischen Frequenzanteile der Kanäle. Hieraus resultiert ein für weitere Frequenzkanäle eingeschränkter Frequenzbereich

$$F \equiv \mathbb{R}^+ \setminus \bigcup_{n=1}^N \bigcup_{m=1}^M \underbrace{\left[m \left(f_n - \frac{B_n}{2} \right), m \left(f_n + \frac{B_n}{2} \right) \right]}_{\text{Harmonische}} \cup \underbrace{\left[\frac{1}{m} \left(f_n - \frac{B_n}{2} \right), \frac{1}{m} \left(f_n + \frac{B_n}{2} \right) \right]}_{\text{Subharmonische}}, \quad (5.3)$$

wobei N die Anzahl der bestehenden Kanäle, f_n deren Kanalmittemfrequenz, B_n deren Kanalbandbreite und M die zu berücksichtigenden Harmonischen sowie Subharmonischen sind. Ein Beispiel für eine Konfiguration mit drei Kanälen bei $f_1 = 800$ MHz, $f_2 = 1,8$ GHz und $f_3 = 2,6$ GHz ist in Abbildung 5.4 gezeigt. Die Frequenzbereiche der Subharmonischen sind für weitere Kanäle ausgeschlossen, da ihre Harmonischen in die Frequenzbereiche der bestehenden Kanäle fallen würden. Es wird ersichtlich, dass der für weitere Kanäle zur Verfügung stehende Frequenzbereich F (unbelegter Frequenzbereich) mit der Anzahl an bestehenden Kanälen und steigender Kanalbandbreite sinkt. Dies limitiert die Gesamtanzahl an Frequenzkanälen und möglichen Kanalkonfigurationen des Multiband-Ansatzes.

Für zukünftige kontinuierlich abstimmbare HF-Frontends ist eine optimale Ausnutzung der inhärenten Bandbreite eines digitalen Verstärkers von großem Interesse. Deren Bandbreite ist in den heutigen Implementierungen hauptsächlich durch die statischen Ausgangsfilter limitiert. Ausgehend von den vorgestellten Vorarbeiten sollen im Folgenden neuartige rekonfigurierbaren Ausgangsfilter präsentiert werden, die keine Bandbeschränkung aufweisen.

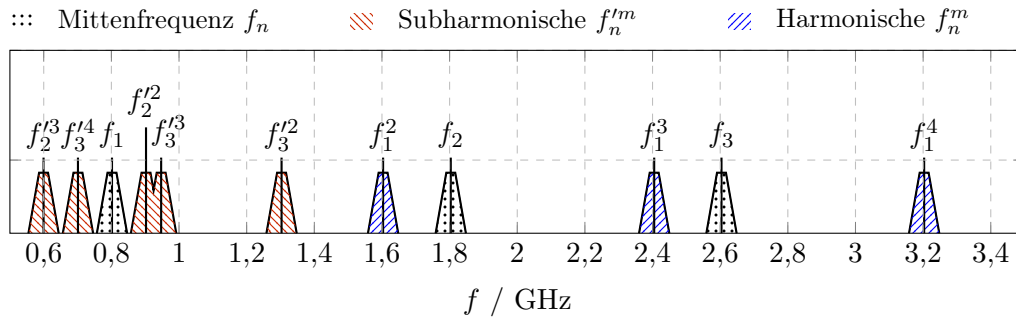


Abbildung 5.4: Visualisierung der Kanalkonfiguration eines Multibandansatzes nach Wentzel *et al.* [WMH15] mit drei Frequenzkanälen bei 800 MHz, 1,8 GHz und 2,6 GHz. Die Frequenzbereiche der Subharmonischen und Harmonischen sind für weitere Kanäle blockiert.

Hierbei liegt der Fokus auf einer kontinuierlich abstimmbaren Arbeitsfrequenz des digitalen Leistungsverstärkers. Für die Untersuchung wird der Arbeitsfrequenzbereich zwischen 800 MHz und 3 GHz gewählt, in dem die heutigen Mobilfunkbänder liegen. Die Filterstrukturen sind aufgrund des Frequenzbereichs und mit dem Ziel einer einfachen Aufbauweise in Mikrostreifenleitungstechnik realisiert. Nach den Untersuchungen in Kapitel 4 zeichnen sich BST-Dickfilm-Varaktoren durch eine hohe Leistungstragfähigkeit aus. Jedoch besitzen diese aufgrund des Herstellungsprozesses und insbesondere des verwendeten Siebdruckverfahrens eine hohe Streuung der Filmdicke und folglich des Abstimmereichs der Varaktorkapazität. Diese müssen für die Implementierung in komplexere Strukturen durch weitere Optimierungen des Siebdruckverfahrens und des anschließenden Sinterprozesses reduziert werden. Für die folgenden Untersuchungen wird daher auf kommerziell verfügbare BST-Dünnschicht-Varaktoren von *STMicroelectronics* zurückgegriffen. Für die Realisierung eines kontinuierlich abstimmbaren Ausgangsfilters für einen digitalen Leistungsverstärker können folgende Anforderungen zusammengefasst werden:

- Hohe Abstimmbarkeit der Arbeitsfrequenz τ_{fc}
- Geringe Einfügedämpfung $\leq 1 \text{ dB}$
- Unterdrückung der Harmonischen mit $A_s \geq 20 \text{ dB}$
- Leistungstragfähigkeit $P_{fc, \max} = 20 \text{ W}$
- Hohe Linearität $\text{OIP}_3 \geq 50 \text{ dBm}$

5.2 Bandpassfilter

Wie im vorangegangenen Abschnitt erwähnt, werden nicht abstimmbare Bandpassfilter üblicherweise als Ausgangsstufe für digitale Leistungsverstärker verwendet, um das Trägersignal herauszufiltern. Ein naheliegender Ansatz für ein kontinuierlich steuerbares Ausgangsfilter ist ein abstimmbares Bandpassfilter in diskreter Aufbautechnik und Verwendung konzentrierter

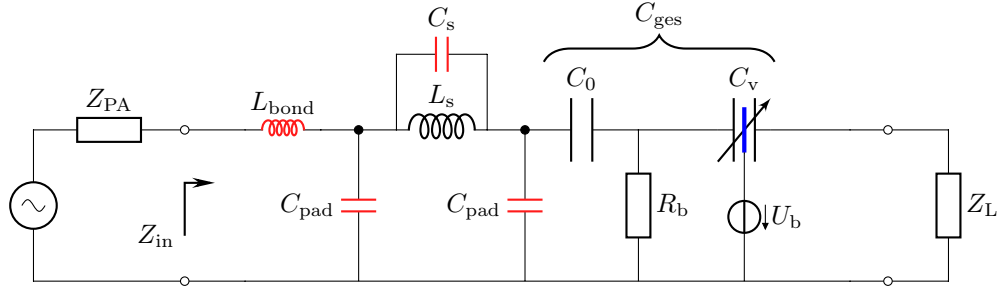


Abbildung 5.5: Ersatzschaltbild des steuerbaren Bandpassfilters erster Ordnung. Die rot gekennzeichneten Bauteile repräsentieren die relevanten parasitären reaktiven Anteile der Bauteile, Lötflächen sowie der Golddraht-Bondverbindung.

Bauelemente. Um die Verluste der Ausgangsstufe möglichst gering zu halten wird ein Filter erster Ordnung verwendet.

Für die erste Untersuchung wurde der Arbeitsfrequenzbereich I_{fc} zwischen 1 GHz und 1,5 GHz gewählt. Die absolute Bandbreite des Bandpassfilters ist ungesteuert und vergrößert sich relativ zu höheren Mittenfrequenzen. Für den Entwurf des Filters wird die maximal benötigte absolute Bandbreite von $B_c = 100$ MHz bei der niedrigsten Mittenfrequenz angenommen.

Die Mittenfrequenz des Bandpassfilters wird über einen veränderlichen kapazitiven Anteil eingestellt, wobei sich die Filtercharakteristik durch den nicht gesteuerten induktiven Anteil über den Abstimmbereich mit verändert. Der kapazitive Anteil des Resonators wird durch einen kontinuierlich steuerbaren Varaktor C_v eingestellt. Um den Varaktor C_v ansteuern zu können, muss die Steuerspannung U_b an den Varaktor angelegt werden. Die Steuerspannung wird über das im Varaktor integrierte Versorgungsnetzwerk und den Vorwiderstand $R_b = 1$ M Ω zur HF-Masse angelegt. Damit der Gleichspannungsanteil des Verstärkers keinen Einfluss auf die Steuerspannung des Varaktors nimmt, müssen die Gleichspannungen durch eine statische Kapazität C_0 entkoppelt werden. Die Mittenfrequenz des Bandpassfilters kann folglich mit der Steuerspannung U_b am Varaktor eingestellt werden. Einhergehend mit einer zusätzlichen statischen Kapazität C_0 steigen die Filterverluste und reduziert sich die Abstimmbarkeit der Gesamtkapazität C_{ges} . Das Ersatzschaltbild des steuerbaren Bandpassfilters ist in Abbildung 5.5 gezeigt. Die Mittenfrequenz des LC Schwingkreises in Abhängigkeit der Varaktorkapazität C_v ist nach der bekannten Formel gegeben durch

$$f_0(C_v) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s \underbrace{\frac{C_0 C_v}{C_0 + C_v}}_{C_{ges}}}}. \quad (5.4)$$

Die Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz τ_{f_0} lässt sich in Abhängigkeit der Abstimmbarkeit der Gesamtkapazität $\tau_{C_{ges}}$ nach

$$\tau_{f_0} = 1 - \sqrt{1 - \tau_{C_{ges}}} \quad (5.5)$$

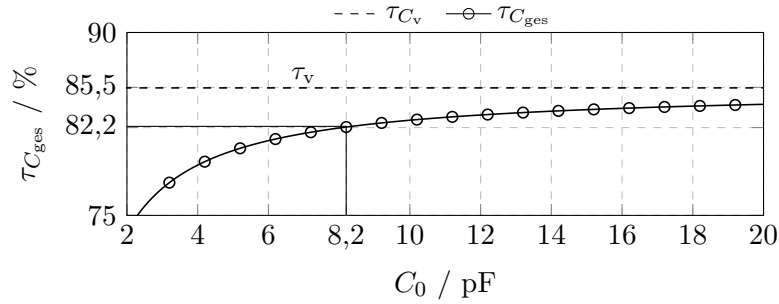


Abbildung 5.6: Abstimmbarkeit $\tau_{C_{ges}}$ in Abhängigkeit von der statischen Kapazität C_0 .

bestimmen. Aus der Gesamtkapazität C_{ges} lässt sich die Abstimmbarkeit der gesamten Kapazität nach Gleichung (3.15) ableiten, wobei der Einfluss der statischen Kapazität C_0 deutlich wird. Für das Filternetzwerk wurde der Varaktor *STPTIC-15G2* mit einem Kapazitätsbereich zwischen 0,32 pF und 2,2 pF ausgewählt. In Abbildung 5.6 ist die Abstimmbarkeit von C_{ges} in Abhängigkeit der statischen Kapazität C_0 aufgetragen. Ausgehend von kommerziell erhältlichen diskreten Bauteilen und deren Eigenresonanz im Verhältnis zum gewünschten Arbeitsfrequenzbereich f_c wurde eine Kapazität von $C_0 = 8,2$ pF aus der Serie *ATC600F* von der Firma *AVX Corporation* verwendet. Folglich ergibt sich eine Abstimmbarkeit der Gesamtkapazität von $\tau_{C_{ges}} = 85,5\%$ zwischen 0,3 pF und 2,2 pF und nach Gleichung (5.5) eine theoretische Mittenfrequenz-Abstimmbarkeit von 57 %. Die für den gewählten Frequenzbereich benötigte Induktivität wird mit einer Luftspule $L_s = 10,2$ nH aus der Serie *0807SQ* von *Coilcraft* abgedeckt. Aufgrund der geringen Abweichung zwischen der optimalen Lastimpedanz $Z_{PA} = 43 \Omega$ auf der Eingangsseite und der geforderten Lastimpedanz $Z_L = 50 \Omega$ auf der Ausgangsseite des Filters im Nutzband wurde auf ein verlustbehaftetes und schmalbandiges reaktives Anpassnetzwerk verzichtet. Stattdessen findet ein Leitungstaper zur Anpassung des Bandpassfilters an die optimale Verstärker Lastimpedanz Z_{PA} Verwendung.

Die Verbindung der Bezugsmasse und Signalleitung zwischen der Filterstruktur und dem binären Schaltverstärker-MMIC wird über Bonddrähte hergestellt. Die Kontaktfläche für die Bonddrähte auf der Filterstruktur ist als *Ground-Signal-Ground-Konfiguration* (GSG) entworfen. Der Übergang zwischen der Filterstruktur und dem binären Schaltverstärker-MMIC ist in Abbildung 5.7 gezeigt. Die parasitäre Induktivität der Bonddrähte von $L_{bond} \approx 300$ pH, welche sich nach [Xia01] approximieren lässt, liegt im Bereich der Toleranz der Luftspule L_s . Der parasitäre induktive und kapazitive Anteil der GSG-Kontaktfläche liegen im Bereich unter 40 pH beziehungsweise 100 pF.

Zur Verifikation des steuerbaren Bandpassfilters wurde dieses auf einem Hochfrequenzsubstrat *RO4003C* mit einer Permittivität von $\epsilon_r = 3,3$ und einer Substrathöhe von 508 μm aufgebaut. Die Kupferkaschierung mit einer Schichtstärke von 17 μm ist mit einer Nickel-Palladium-Gold-Oberflächenbeschichtung versehen. Diese Beschichtung ermöglicht eine optimale Oberflächenbeschaffenheit zum Golddraht-Bonden. Die Bauteile wurden in Oberflächenmontage auf das Substrat aufgelötet. Die so gefertigte Filterstruktur ist in Abbildung 5.7 gezeigt.

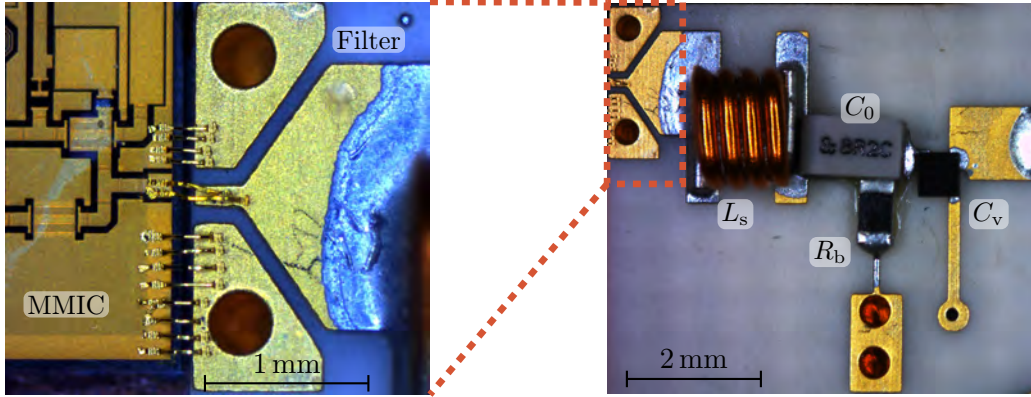


Abbildung 5.7: Foto (rechts) des realisierten abstimmbaren Bandpassfilter erster Ordnung und (links) einen vergrößerten Ausschnitt der GSG-Kontaktfläche für die Verbindung zwischen dem Filternetzwerk und dem Leistungsverstärker-MMIC.

Im Folgenden werden die Simulations- und Messergebnisse des steuerbaren Bandpassfilters vorgestellt und diskutiert. Die Simulation des Filternetzwerks wurde mit dem *Momentum 3D Planar EM Simulator* in der Simulationsumgebung *ADS* durchgeführt. Bei der Messung wurden die Varaktoren mit einer Gleichspannung zwischen 0 V und 24 V gesteuert. Die simulierten und gemessenen Streuparameter sind auf die Verstärkerimpedanz Z_{PA} auf der Eingangsseite und die Lastimpedanz Z_L auf der Ausgangsseite renormalisiert und sind in Abbildung 5.8 gezeigt. Der simulierte Transmissionskoeffizient zeigt in Bezug auf die Amplitude nur eine marginale Abweichung zur Messung. Der simulierte Reflexionskoeffizient weist eine Abweichung im Bereich von 5 dB auf. Diese Abweichungen begründen sich durch eine unzureichende Modellierung der parasitären Reaktanzen der Lötflächen, der GSG-Kontaktflächen sowie der diskreten Bauteile. Die Messungen zeigen einen Abstimmbereich der Mittenfrequenz f_0 zwischen 1,1 GHz und 1,55 GHz. Hieraus ergibt sich eine Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz τ_{f_0} von 29 %, welche deutlich unter der theoretischen Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz von 57 % liegt. Die Einfügedämpfung liegen im Abstimmbereich zwischen 0,62 dB und 1,8 dB bezogen auf die untere und obere Grenzfrequenz. Die geringe Einfügedämpfung bei der minimalen Mittenfrequenz lässt eine Erweiterung des Arbeitsbereichs bis zu einem Transmissionskoeffizienten von -1 dB zu. Folglich lässt sich der steuerbare Bandpassfilter für einen Arbeitsfrequenzbereich I_{f_c} des Leistungsverstärkers zwischen 1 GHz bis 1,55 GHz einsetzen. Dies resultiert in einer relativen Abstimmbarkeit der Arbeitsfrequenz τ_{f_c} von 35 %. Die steigenden Verluste zu höheren Frequenzen sowie der reduzierte Abstimmbereich sind begründet in den parasitären Kapazitäten der Luftspule C_s und der Lötflächen C_{pad} , deren Einfluss zu höheren Frequenzen steigt.

Die parasitäre Kapazität C_s führt zur Eigenresonanz der Luftspule, welche eine Übertragungsnullstelle bei 4,9 GHz in die Filterfunktion einfügt. Diese kann gezielt dazu genutzt werden, das Sperrverhalten des Filters zu optimieren und die Unterdrückung der Harmonischen auf Kosten der Abstimmbarkeit und Verluste zu verbessern. Die Dämpfung der zweiten und dritten Harmonischen liegt zwischen 4 dB und 12 dB beziehungsweise zwischen 10 dB und 25 dB. In Abbildung 5.8 ist für die untere und obere Mittenfrequenzkonfiguration

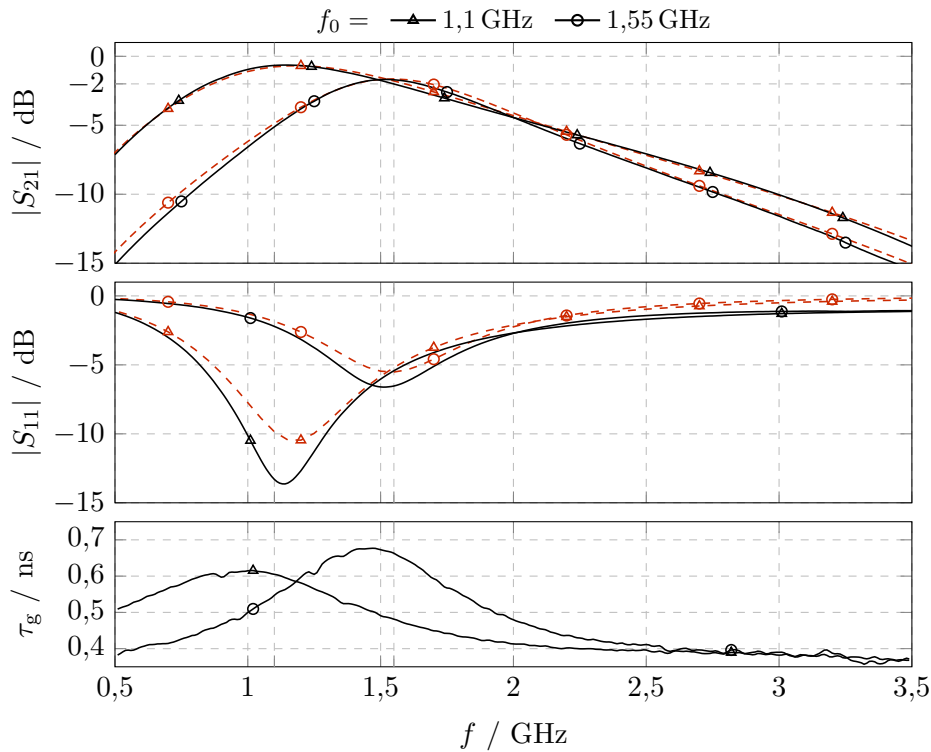


Abbildung 5.8: Gemessene und simulierte (gestrichelt) Streuparameter sowie die Gruppenlaufzeit des steuerbaren Bandpassfilters erster Ordnung für die obere und untere Grenze des Abstimmereichs der Mittenfrequenz f_0 . Die Streuparameter wurden auf die Systemimpedanz von $50\,\Omega$ und auf die optimale Lastimpedanz des Leistungsverstärkers von $43\,\Omega$ renormalisiert.

die Gruppenlaufzeit τ_g gezeigt. Die Standardabweichung der Gruppenlaufzeit $\sigma(\tau_g)$ liegt im gesamten Abstimmereich unter $0,1\,\text{ns}$.

Der Reflexionskoeffizient $|S_{11}|$ liegt zwischen der unteren und oberen Grenze des Abstimmereichs zwischen $-12\,\text{dB}$ und $-6\,\text{dB}$. Der zu höheren Frequenzen steigende Reflexionskoeffizient lässt sich durch eine frequenzabhängige Eingangsimpedanz begründen. Die Eingangsimpedanz Z_{in} variiert über den Abstimmereich von $(34 + j6)\,\Omega$ bei $1,1\,\text{GHz}$ bis $(31 + j45)\,\Omega$ bei $1,55\,\text{GHz}$ und zeigt einen mit der Frequenz steigenden induktiven Anteil. Dieser lässt sich durch parasitäre reaktive Elemente im Filternetzwerk begründen.

Generell lassen sich bei statischen Filtern die parasitären Anteile mit einem moderaten Aufwand kompensieren. Bei steuerbaren Mikrowellenschaltungen hingegen müssen neben dem abstimmbaren Resonator zusätzliche steuerbare Komponenten und reaktive Netzwerke in die Schaltung eingebracht werden, um die parasitären Reaktanzen innerhalb des Arbeitsbereichs zu kompensieren. Dies resultiert in komplexen und verlustbehafteten Schaltungen und damit verlieren sie ihren Vorteil gegenüber statischen bzw. schaltbaren Systemen.

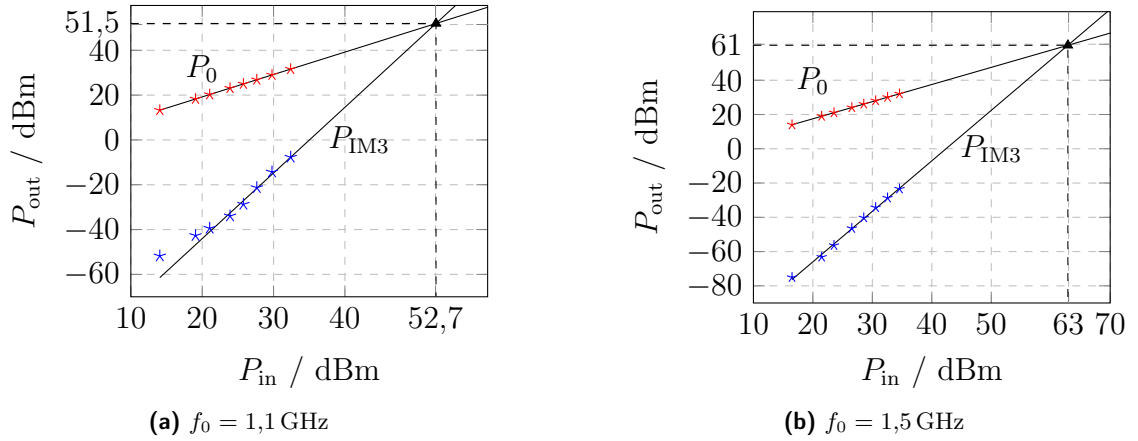


Abbildung 5.9: Gemessener OIP_3 bei der minimalen und maximalen Mittenfrequenz des steuerbaren Bandpassfilters.

Die Großsignaluntersuchung umfasst die Messung des OIP_3 und der Leistungstragfähigkeit sowie die Eigenaussteuerung durch die Spannungsamplitude des HF-Signals. Die Untersuchungen wurden mit dem in Abschnitt 4.3 vorgestellten Messaufbau durchgeführt und beinhalteten die genaue Vorgehensweise für die einzelnen Messungen. Die Nichtlinearitäten und die Leistungstragfähigkeit des Systems wurden bei der minimalen $f_0 = 1,1 \text{ GHz}$ und maximalen $f_0 = 1,55 \text{ GHz}$ Mittenfrequenz des Bandpassfilters aufgenommen. Der OIP_3 wird mittels der Leistungspegel der Fundamentale P_0 und des Intermodulationsprodukts dritter Ordnung $P_{\text{IM}3}$ über Gleichung (4.4) extrapoliert. Die aufgezeichneten Leistungspegel der Fundamentale P_0 und des Intermodulationsprodukts dritter Ordnung $P_{\text{IM}3}$ für die zwei Steuerzustände sind in Abbildung 5.9 gezeigt. Der OIP_3 liegt zwischen 51,5 dBm und 61 dBm bei der unteren beziehungsweise bei der oberen Mittenfrequenz.

Die Leistungstragfähigkeit des Filters wurde über einen Leistungsbereich zwischen 0 dBm und 40 dBm gemessen. Der aufgenommene Transmissionskoeffizienten für die untere und obere Grenze des Mittenfrequenzbereichs sind in Abbildung 5.10 dargestellt. Die in den Messdaten zu erkennende Welligkeit beruht auf der Fehlanpassung zwischen der Impedanz des Leistungsverstärkers des verwendeten Messsystems und der Eingangsimpedanz Z_{in} des Filters. Aufgrund des nicht-reziproken Leistungsverstärkers kann nur eine Pegel-Normalisierung des Transmissionskoeffizienten durchgeführt werden. Somit können zum einen Messfehler aufgrund von Reflexionen in dem Messaufbau und insbesondere zwischen dem PA und dem DUT nicht berücksichtigt werden. Zum anderen kann der Transmissionskoeffizient S_{21} nicht auf die Impedanz des Leistungsverstärker renormalisiert werden.

Die Filterkurve bei der unteren Mittenfrequenz zeigt eine Eigenaussteuerung der Resonanzfrequenz mit steigender HF-Leistung. Durch die Nichtlinearität der Filterschaltung insbesondere des Varaktors wird ein Teil der HF-Leistung zu einem Gleichanteil umgesetzt, der zur Aussteuerung des Varaktors führt. Die Mittenfrequenz verschiebt sich mit steigender HF-Leistung um 100 MHz von 1,1 GHz auf 1,2 GHz. Hierbei reduziert sich der Abstimmbereich um 100 MHz und die Abstimmbarkeit sinkt auf 21 %. Bei der unteren Mittenfrequenz

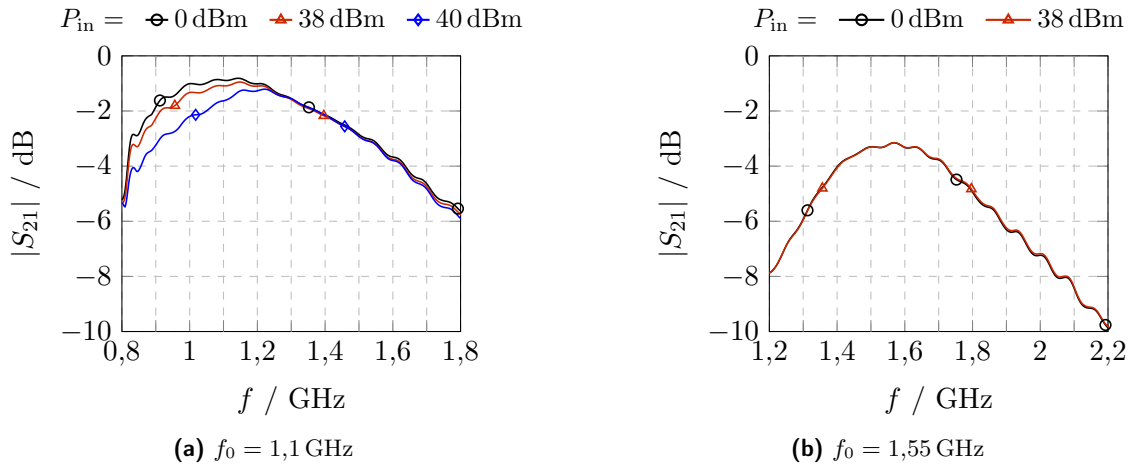


Abbildung 5.10: Gemessener Amplitudengang bei der minimalen und maximalen Mittenfrequenz des steuerbaren Bandpassfilters bei Eingangsleistungen zwischen 0 dBm und 40 dBm. Die Messdaten wurden mit einem ausschließlich pegel-normalisierten Messsystem aufgenommen.

ist der Varaktor nicht angesteuert und somit die Steuerspannung $U_b = 0$ V. Die nichtlineare C-V-Charakteristik hat ihre größte Steigung bei der niedrigsten Steuerspannung und sinkt exponentiell mit steigender Steuerspannung. Folglich wird die Mittenfrequenz bereits durch niedrige Gleichanteile gesteuert, wodurch sich der Abstimbereich reduziert. Die Filterkurve bei der oberen Mittenfrequenz zeigt bei maximaler Steuerspannung $U_b = 24$ V keine Eigenaussteuerung. Grund hierfür ist, dass die minimale Kapazität des Varaktors erreicht ist und eine steigende Steuerspannung nur eine marginale Kapazitätsänderung bewirkt. Der Varaktor wurde bei einer Eingangsleistung von $P_{in} = 40$ dBm zerstört. Der durch die Intermodulation erzeugte Gleichanteil addiert sich auf die anliegende Steuerspannung auf. Hierdurch wurde bei der maximalen Steuerspannung von 24 V und einem zusätzlichen durch die Nichtlinearitäten erzeugten Gleichanteil die Durchbruchspannung des Varaktors erreicht.

Schlussfolgernd empfiehlt es sich, die maximale Leistungsverträglichkeit von steuerbaren Komponenten bei der maximalen Steuerspannung zu messen. Die Eigenaussteuerung erreicht bei der minimalen Steuerspannung ihr Maximum [Mau11].

Ein Nachteil von steuerbaren Bandpassfiltern sind die abstimbaren Resonatoren mit Resonanz bei der Arbeitsfrequenz. Hierdurch wird der Einfluss der steuerbaren Komponenten insbesondere die Leistungstragfähigkeit, die Linearität und Verluste maximiert. Weiterhin ist der Abstimbereich direkt von der verwendeten Technologie abhängig und lässt sich nur durch komplexe Hybrid-Implementierungen von unterschiedlichen steuerbaren Komponenten erweitern.

5.3 Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter

Um die begrenzte Abstimmbarkeit eines steuerbaren Bandpassfilters zu überwinden, wird im folgendem Abschnitt ein neuartiges Konzept für ein abstimmbares Ausgangsfilter vorgestellt. Im Gegensatz zu Bandpassfiltern mit einem steuerbaren Durchlassbereich wird bei diesem Konzept eine Filterfunktion mit steuerbaren Sperrbereichen implementiert. Somit können steuerbare Resonatoren mit einer Resonanzfrequenz im Durchlassbereich vermieden werden, wodurch sich die Einfügedämpfung bei der Arbeitsfrequenz verringert. Insbesondere reduzieren sich die Anforderungen an die Leistungstragfähigkeit und Linearität der steuerbaren Komponente.

Eine geeignete Filterfunktion für die Implementierung von steuerbaren Sperrbereichen bieten Multi-Bandstoppfilter. Die einzelnen Stoppbänder ermöglichen eine Dämpfung der Harmonischen des Trägersignals, jedoch keine Unterdrückung des Quantisierungsrauschens. Durch die Wahl eines geeigneten Modulationsverfahrens mit einem vergleichsweise hohem SQNR ist die Dämpfung des Quantisierungsrauschens nicht zwingend erforderlich. In Abschnitt 5.1.1 ist ein geeignetes Modulaktionsverfahren von Hühn *et al.* [HWH17] gezeigt. Dieses bietet ein SQNR über 40 dB, jedoch erzeugt dieses die doppelte Anzahl an Oberwellen bei geraden und ungeraden Vielfachen der Arbeitsfrequenz f_c , bei $f_n = n f_c, n \in \mathbb{N}, n \geq 2$. Somit ist die Unterdrückung des Quantisierungsrauschens nicht zwingend durch das Ausgangsfilter erforderlich, allerdings muss die doppelte Anzahl von Oberwellen in Vergleich zu einer BPDSM berücksichtigt werden. Bezugnehmend auf die Anforderungen an die zulässige maximale Nebenaussendung müssen jedoch nur die Harmonischen mit einem Leistungspegel oberhalb des maximal zulässigen Grenzwertes unterdrückt werden. Die in die Harmonischen abgegebene Leistung sinkt mit der Ordnung n exponentiell ab und führt dazu, dass nicht alle Oberwellen berücksichtigt werden müssen. Hierdurch kann die Anzahl an steuerbaren Stoppbändern unter bestimmten Bedingungen reduziert werden. In der folgenden Betrachtung werden daher nur Oberwellen bis zur 5. Ordnung berücksichtigt.

Die Herleitungen der folgenden mathematischen Beziehungen und Bedingungen sind im Anhang C gegeben. Ein rekonfigurierbares Multi-Bandstoppfilter besitzt k steuerbare Stoppbänder mit Mittenfrequenzen bei $f_{t,k}$. Das Arbeitsfrequenzintervall I_{f_c} des rekonfigurierbaren binären Schaltverstärkers ist

$$I_{f_c} \equiv [f_{c,\min}, f_{c,\max}], \quad (5.6)$$

und die hieraus resultierende Abstimmbarkeit der Arbeitsfrequenz ist

$$\tau_{f_c} = \frac{f_{c,\max} - f_{c,\min}}{f_{c,\max}}, \quad (5.7)$$

mit der minimalen und maximalen Arbeitsfrequenz. Der Frequenzbereich Δf_n der Harmonischen nimmt mit deren Ordnung n zu und ist gegeben durch

$$\Delta f_n = n \Delta f_c, \quad (5.8)$$

wodurch die Anforderungen an die Abstimmbarkeit der Stoppbänder steigt. Um diese Anforderungen und die Anzahl an Stoppbändern zu limitieren, ist die Bandbreite des Schaltverstärkers auf die maximale Arbeitsfrequenz $f_{c,\max}$ begrenzt. Hierzu wird ein Tiefpassfilter

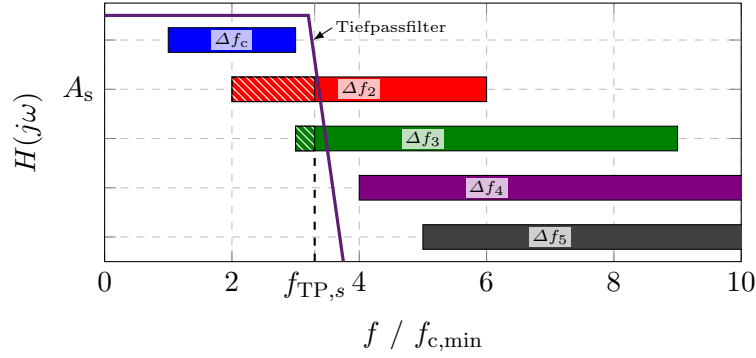


Abbildung 5.11: Visualisierung des Frequenzbereichs der Arbeitsfrequenz f_c hier exemplarisch von 1 GHz bis 3 GHz und die hieraus resultierenden jeweiligen Frequenzbereiche Δf_n der 2. bis 5. Harmonischen. Die durchgezogene Linie repräsentiert einen exemplarischen Frequenzgang eines in Reihe geschalteten Tiefpassfilters. Die schraffierten Bereiche zeigen den erfordernten Frequenzbereich, in dem die Harmonischen durch Stoppbänder unterdrückt werden müssen.

dem Multi-Bandstoppfilter in Reihe geschaltet, welcher alle Harmonischen oberhalb der Sperrfrequenz $f_{TP,s}$ mit der minimal zulässigen Sperrdämpfung A_s unterdrückt. Folglich ergibt sich der Frequenzbereich $I_A = [f_{c,\min}, f_{TP,s}]$, in dem die Harmonischen von steuerbaren Stoppbändern unterdrückt werden müssen. In Abbildung 5.11 ist der Frequenzbereich der Arbeitsfrequenz f_c exemplarisch von 1 GHz bis 3 GHz und die resultierenden Frequenzbereiche Δf_n der zweiten bis fünften Harmonischen gezeigt. Die maximale Anzahl an Harmonischen

$$M_h = \left\lfloor \frac{f_{TP,s}}{f_{c,\min}} - 1 \right\rfloor \quad (5.9)$$

liegt innerhalb des Frequenzbereichs I_A bei der minimalen Arbeitsfrequenz $f_{c,\min}$. Die Harmonische höchster Ordnung innerhalb des Durchlassbereichs des Tiefpassfilters ist gegeben zu f_{M_h} . Die zur Unterdrückung benötigte Anzahl an steuerbaren Stoppbändern M_t und deren Frequenzintervalle $I_k = [f_{t,\min,k}, f_{t,\max,k}]$ werden auf Grundlage der zur Verfügung stehenden Abstimmbarkeit der Stoppbänder

$$\tau_{f_t} = \frac{f_{t,\max} - f_{t,\min}}{f_{t,\max}} \quad (5.10)$$

berechnet. Diese hängt von der verwendeten Varaktor-Technologie sowie dem Resonatoraufbau ab. Um eine stufenlos einstellbare Arbeitsfrequenz f_c zu ermöglichen, muss der gesamte Frequenzbereich von der minimalen Frequenz der zweiten Harmonischen bei $2f_{c,\min}$ bis $f_{TP,s}$ von steuerbaren Stoppbändern abgedeckt sein. Geht man von einer aneinander anschließenden beziehungsweise benachbarten Platzierung der Intervalle der Stoppbänder aus, die mit dem Index k nummeriert sind, ergeben sich die Intervalle zu

$$\Delta f_{t,k} = \frac{2f_{c,\min}\tau_{f_t}}{(1 - \tau_{f_t})^k}. \quad (5.11)$$

Deren Frequenzbereiche steigen mit dem Index k . Allerdings ist die Unterdrückung der Harmonischen nicht garantiert, wenn mehr als eine Harmonische in einem einzelnen Frequenzintervall liegt. Aufgrund dessen ist eine anschließende Platzierung der Intervalle nur möglich, solange der minimale Abstand der Harmonischen größer gleich der Frequenzintervalle ist $f_{c,\min} \geq \Delta f_{t,k}$. Der Index a des letzten Frequenzintervalls, das die Bedingung erfüllt, ergibt sich zu

$$a = \left\lfloor \frac{\log(2\tau_{f_t})}{\log(1 - \tau_{f_t})} \right\rfloor. \quad (5.12)$$

Die unteren Intervallgrenzen $f_{t,\min,k}$ der nachfolgenden Intervalle mit dem Index $k > a$ sind mit einem festen Frequenzabstand $f_{c,\min}$ platziert, welcher dem minimalen Abstand der Oberwellen im Arbeitsbereich entspricht. Folglich überlappen sich die Intervalle und garantieren somit die Dämpfung aller Harmonischen bis zur Grenzfrequenz $f_{TP,s}$ des Sperrbereichs des Tiefpassfilters. Dadurch berechnet sich die Anzahl der benötigten Stoppbänder zu

$$M_t = \left\lceil a + \frac{f_{TP,s}}{f_{c,\min}} - \frac{2}{(1 - \tau)^a} \right\rceil \quad (5.13)$$

und die resultierenden Frequenzintervalle mit ihren oberen und unteren Intervallgrenzen zu

$$I_k \equiv \begin{cases} \left[\frac{2f_{c,\min}}{\hat{\tau}^{k-1}}, \frac{2f_{c,\min}}{\hat{\tau}^k} \right] & \text{für } 1 \leq k \leq a \\ \left[f_{c,\min} \frac{2+(k-a)\hat{\tau}^a}{\hat{\tau}^a}, f_{c,\min} \frac{2+(k-a)\hat{\tau}^a}{\hat{\tau}^{a+1}} \right] & \text{für } a < k \leq M_t \end{cases}, \quad (5.14)$$

wobei $\hat{\tau} = 1 - \tau_{f_t}$ ist. Die Stoppbänder, deren obere Grenze des Abstimmereichs über der Grenzfrequenz des Sperrbereichs des Tiefpassfilters liegen $f_{t,\max,k} > f_{TP,s}$, werden zur Grenzfrequenz $f_{TP,s} = f_{t,\max,k}$ verschoben, um den Abstimmereich zur Unterdrückung der Harmonischen im Arbeitsbereich zu nutzen. Für diese Stoppbänder ergibt sich deren Frequenzintervall zu

$$I_k \equiv [f_{TP,s}(1 - \tau_{f_t}), f_{TP,s}]. \quad (5.15)$$

Unter speziellen Bedingungen kann das letzte Stoppband M_h weggelassen werden. Hierzu muss die obere Grenze des zweitletzten Stoppbands M_{t-1} mindestens bei der Grenzfrequenz $f_{TP,s}$ liegen

$$f_{t,\max,M_{t-1}} \geq f_{TP,s}, \quad (5.16)$$

und die zweitletzte Harmonische im Intervall des drittletzten Stoppbands M_{t-2} liegen

$$f_{t,\max,M_{t-2}} \geq \frac{M_h}{M_h + 1} f_{TP,s}, \quad (5.17)$$

wenn sich die Harmonische f_{M_h} bei der Grenzfrequenz $f_{TP,s}$ befindet. In Abbildung 5.12 ist die Frequenzantwort eines Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter (MSTP) für einen Arbeitsfrequenzbereich zwischen 1 GHz und 3 GHz gezeigt, der für eine Arbeitsfrequenz f_c von 1 GHz konfiguriert ist. Folglich sind die Stoppbänder auf die Frequenzen der resultierenden Harmonischen bei 2 GHz und 3 GHz eingestellt. Die Grenzfrequenz des Durchlassbereich

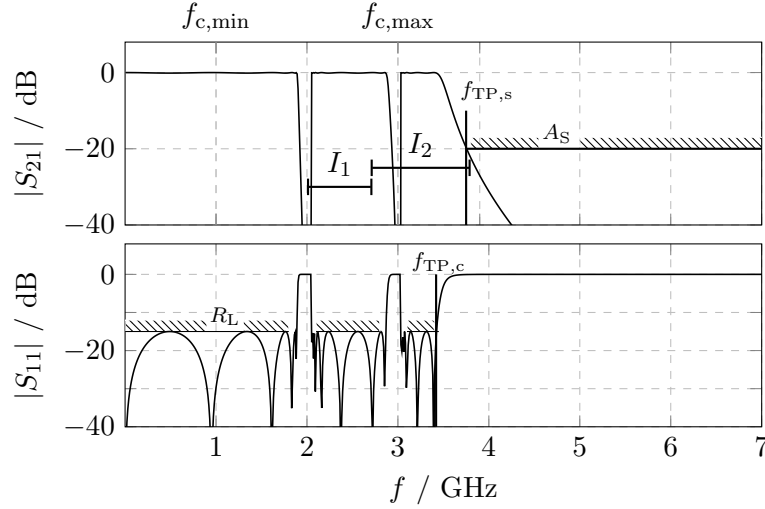


Abbildung 5.12: Exemplarische Multi-Bandstopp-Tiefpassfilterantwort für eine Arbeitsfrequenz bei 1 GHz. Die Stoppbänder sind auf die Mittenfrequenzen der zweiten und dritten Harmonischen bei 2 GHz beziehungsweise 3 GHz eingestellt. Zusätzlich sind die Frequenzintervalle I_1 und I_2 der Stoppbänder sowie die Grenzfrequenzen des Tiefpassfilters gegeben. Daten nach [Sch+19].

des Tiefpasses $f_{TP,c}$ wird idealerweise auf die maximale Arbeitsfrequenz $f_{c,max}$ gesetzt. Die Grenzfrequenz ist über die minimale Rückflussdämpfung R_L beziehungsweise die maximale Dämpfung A_p definiert. Im Bezug auf die Realisierung ist die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters etwas höher als die maximale Arbeitsfrequenz zu wählen, um Abweichungen in der Simulation und der Fertigung zu kompensieren.

Eine untere Grenze der benötigten Anzahl an steuerbaren Stoppbändern M_t ist durch die maximale Anzahl an Harmonischen M_h innerhalb des Arbeitsfrequenzbereichs I_f gegeben. Hieraus lässt sich eine obere Grenze der benötigten Abstimmbarkeit der Stoppbänder von $\tau_{ft} = 33,3\%$ ableiten, wobei eine Abstimmbarkeit oberhalb dieser Grenze zu keiner weiteren Reduktion der benötigten Anzahl M_t von Stoppbändern führt. Durch eine höhere Ordnung N_{TP} des Tiefpassfilters lässt sich die maximale Anzahl an Harmonischen M_h innerhalb des Frequenzbereichs I_A und somit die Anzahl an benötigten Stoppbändern M_t bis zu einer theoretischen Grenze bei

$$M_{h,min} = \lim_{N_{TP} \rightarrow \infty} \left\lfloor \frac{f_{TP,s}}{f_{c,min}} - 1 \right\rfloor = \left\lfloor \frac{f_{c,max}}{f_{c,min}} - 1 \right\rfloor \quad (5.18)$$

weiter reduzieren. In Abbildung 5.13 ist die benötigte Anzahl an Stoppbändern M_t in Abhängigkeit des Verhältnisses der Grenzfrequenzen $f_{c,max}/f_{c,min}$ und der Ordnung N_{TP} des Tiefpassfilters bei unterschiedlichen Abstimmbarkeiten τ_{ft} gezeigt. Die Berechnungen basieren auf einem Butterworth-Filterfunktion mit einer maximalen Dämpfung im Durchlassbereich A_p von 1 dB bei der Grenzfrequenz des Durchlassbereichs $f_{TP,c}$.

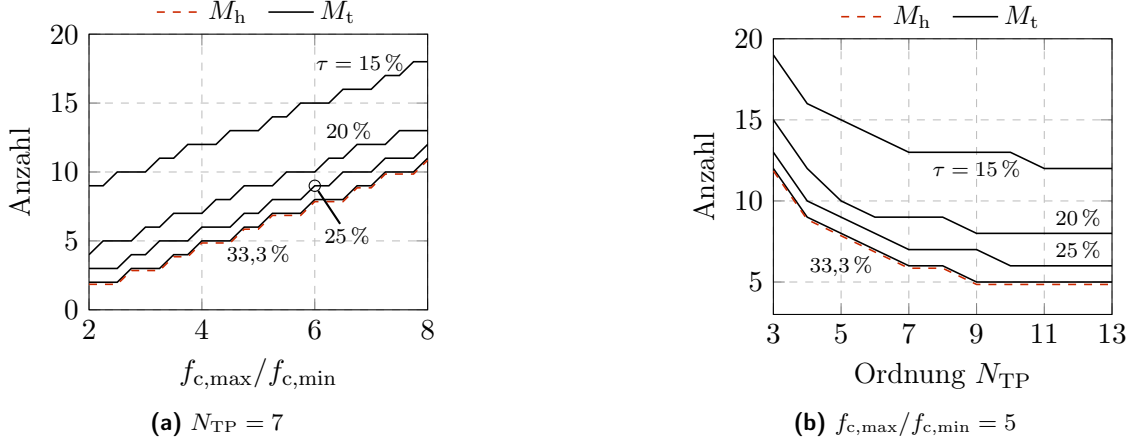


Abbildung 5.13: Anzahl an benötigten Stoppbändern M_t bei unterschiedlichen Abstimmbarkeiten τ_t in Abhängigkeit (a) des Verhältnisses der Grenzfrequenzen $f_{c,max}/f_{c,min}$ und (b) der Ordnung N_{TP} des Tiefpassfilters. Die maximale Anzahl an Harmonischen M_h innerhalb des Arbeitsfrequenzbereichs I_{f_c} ist gestrichelt dargestellt.

Die Bandbreite B_n der jeweiligen harmonischen Frequenzbereiche steigt mit Ihrer Ordnung n zu $B_n = nB_c$ an. Die Bandbreite der Stoppbänder $B_{t,k}$ ist durch die Harmonische mit der höchsten Ordnung im Frequenzintervall des Stoppbands definiert und ist gegeben zu

$$B_{t,k} = B_c \left\lceil \frac{f_{t,max,k}}{f_{c,min}} \right\rceil. \quad (5.19)$$

Beim Betrieb des steuerbaren Ausgangsfilters über den gesamten Arbeitsbereich Δf_c treten zwei unterschiedliche Betriebsmodi auf. Im ersten Betriebsmodus **A**, wobei

$$f_{c,min} \leq f_c < \frac{f_{TP,s}}{2} \quad (5.20)$$

gilt, liegen bis zu M_h Harmonische im Arbeitsbereich, welche von dem Ausgangsfilter unterdrückt werden müssen. Im zweiten Betriebsmodus **B**, wobei

$$\frac{f_{TP,s}}{2} < f_c \leq f_{c,max} \quad (5.21)$$

für die Arbeitsfrequenz gilt, liegen alle Harmonischen im Sperrbereich des Tiefpassfilters und werden von diesem mit mindestens der Dämpfung A_s unterdrückt. In diesem Modus müssen alle Stoppbänder möglichst so positioniert sein, um deren Einfluss beziehungsweise Dämpfung, auf den Durchlassbereich bei der Arbeitsfrequenz f_c zu minimieren. In der Regel gilt ein möglichst großer Frequenzabstand zwischen den k Stoppbändern bei $f_{t,k}$ und der Arbeitsfrequenz f_c als Optimum.

Wie in diesem Abschnitt dargestellt, ergibt sich aus dem angestrebten Frequenzbereich der Arbeitsfrequenz f_c , der verfügbaren Abstimmbarkeit τ_{f_t} und der Ordnung N_{TP} des

Tiefpassfilters die erforderliche Anzahl M_t von abstimmbaren Stoppbändern. Es lässt sich zeigen, dass eine Abstimmbarkeit $\tau_{f_t} > 33,3\%$ zu keiner Reduktion der benötigten Anzahl an Stoppbändern führt. Die Abstimmbarkeit τ_{f_c} kann durch eine größere Anzahl an abstimmbaren Stoppbändern mit einem einzelnen Varaktor an jedem Resonator erweitert werden. Im Vergleich zu einer Lösung mit einem abstimmbaren Bandpassfilter vermeidet das vorgestellte Filterkonzept abstimmbare Resonatoren bei der Arbeitsfrequenz f_c . Dadurch wird der Einfluss der verwendeten steuerbaren Komponenten auf die Leistungstragfähigkeit, Linearität und Verluste verringert.

5.3.1 Kaskadierte Realisierung

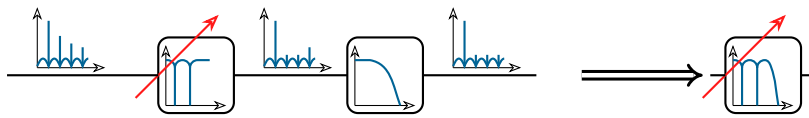


Abbildung 5.14: Konzept zur Realisierung einer steuerbaren MSTP-Filterfunktion durch die Kaskadierung eines steuerbaren Multi-Bandstopp-Filters und eines statischen Tiefpassfilters [Sch+19].

Die im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter-Charakteristik kann durch eine Kaskade, bestehend aus einem steuerbaren Multi-Bandstoppfilter und einem statischen Tiefpassfilter, erzeugt werden, wie in Abbildung 5.14 gezeigt. Das steuerbare Ausgangsfilter wird in diesem Abschnitt für einen Arbeitsfrequenzbereich I_{f_c} zwischen 800 MHz und 3 GHz ausgelegt. Hierbei müssen die Filterparameter die im Abschnitt 5.3 eingeführten Parameter in Bezug auf den geforderten Arbeitsfrequenzbereich I_{f_c} sowie die benötigte Unterdrückung A_s der Harmonischen im Sperrbereich der Stoppbänder und des Tiefpassfilters erfüllen. Für diese Machbarkeitsstudie ist eine Dämpfung A_s von 20 dB im Sperrbereich gefordert. Das Ausgangsfilter muss auf die optimale Lastimpedanz des binären Schaltverstärkers Z_{PA} auf der Eingangsseite und an die Lastimpedanz Z_L bei der Arbeitsfrequenz am Ausgang angepasst sein.

Statischer Tiefpassfilter

Aufgrund des geforderten Arbeitsfrequenzbereichs I_{f_c} und einer maximalen Einfügedämpfung von 1 dB bei der Arbeitsfrequenz f_c , liegt die Grenzfrequenz $f_{TP,c}$ des Durchlassbereichs des Tiefpassfilters oberhalb der maximalen Arbeitsfrequenz von 3 GHz. Weiterhin ist eine minimale Rückflusdämpfung $RL \geq 15$ dB im Durchlassbereich gefordert. Um die Unterdrückung der Harmonischen bis zur dritten Ordnung bei der maximalen Arbeitsfrequenz zu garantieren ist ein durchgehender Sperrbereich des Tiefpassfilters bis $3f_{c,max} = 9$ GHz mit einer minimalen Dämpfung $A_s = 20$ dB gefordert. Aufgrund des gewählten Frequenzbereichs wird von der Verwendung von konzentrierten Elementen abgesehen und ein auf Leitungselementen und -resonatoren basierendes Filterkonzept angestrebt.

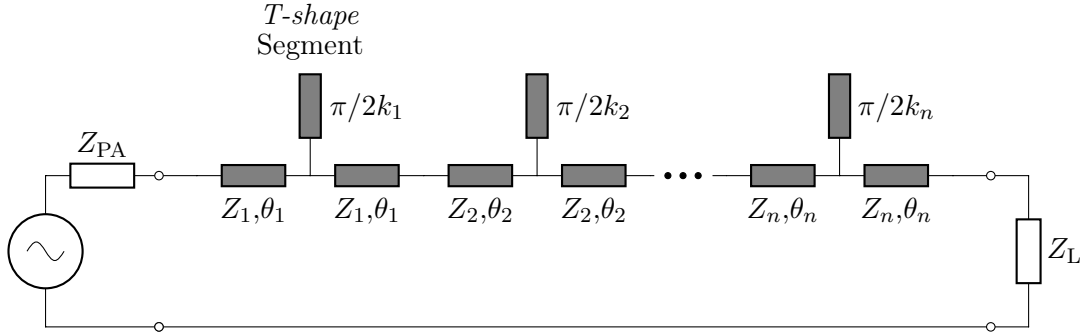


Abbildung 5.15: Ersatzschaltbild des Tiefpassfilters zwölfter Ordnung.

Der benötigte Abstimmungsbereich des Multi-Bandstopp-Filters und dessen Anzahl an steuerbaren Stoppbändern ist nach Gleichung (5.13) direkt von der Grenzfrequenz $L_{TP,s}$ des Sperrbereichs des Tiefpassfilters abhängig. Durch eine steigende Flankensteilheit reduziert sich die Transition-Bandbreite, wobei sich die Grenzfrequenzen des Durchlassbereichs $L_{TP,c}$ und des Sperrbereichs $L_{TP,s}$ annähern. Folglich reduziert sich die benötigte Anzahl an Stoppbändern auf ein Minimum. Demnach wird eine Filterfunktion mit Übertragungsnullstellen im Stopband angestrebt, wodurch sich die Flankensteilheit erhöhen lässt. Tiefpassfilter basierend auf Mikrostreifenleitungen mit unterschiedlichen Impedanzen (engl. *stepped impedance lowpass filter*) gehören zur Klasse der Allpol-Filter und besitzen ihre maximale Dämpfung bei $f = \infty$. Die Flankensteilheit kann hierbei nur über die Ordnung des Filters erhöht werden, die einhergeht mit höheren Verlusten und größeren Platzbedarf.

Ein weit verbreiteter Ansatz zur Erzeugung von Übertragungsnullstellen sind parallel geschaltete unbelastete beziehungsweise nur parasitär belastete $\lambda/4$ Leitungsresonatoren. Bei der $\lambda/4$ -Resonanz des Leitungsresonators wird durch die Leitungstransformation eine Übertragungsnullstelle an den Anschlusspunkt der Leitung transformiert. Die Übertragungsnullstellen sollen zum einen eine hohe Flankensteilheit des Filters und eine durchgehende minimale Dämpfung A_s im Sperrbereich bis 9 GHz garantieren. In der Arbeit von Tu *et al.* [TC06] wird ein *T-shaped*-Mikrostreifenleitungs-Segment eingeführt, welches ein annähernd gleiches Verhalten zu einer Mikrostreifenleitung in deren fundamentalem Durchlassbereich zeigt, welches mit dem eines Tiefpassfilters gleichzusetzen ist. In der Arbeit von Chen [Che14] wird ein Tiefpassfilter mit der Ordnung N auf der Basis von N *T-shaped*-Mikrostreifen-Leitungssegmenten vorgestellt. Diese besitzt die gewünschte Wellenimpedanz und elektrische Länge θ_0 einer Leitung bei der Arbeitsfrequenz $f_0 = 1$ GHz, welche als Grenzfrequenz des Durchlassbereichs angesehen werden kann. Das Ersatzschaltbild des Tiefpassfilters ist in Abbildung 5.15 gezeigt.

Die Übertragungsnullstellen werden durch die *T-shaped-Segmente* erzeugt und liegen bei $f_{TZ,n} = k_n f_0$. Jedes *T-shaped-Segment*, besteht aus drei Mikrostreifenleitungen mit der gleichen Wellenimpedanz Z_n , zwei Leitungen mit der Länge θ_n und einem unbelasteten Leitungsresonator mit der elektrischen Länge $\pi/2k_n$ bei f_0 . Nach Chen können die Diskontinuitäten im Durchlassbereich möglichst gering gehalten werden, wenn alle Mikrostreifenleitungen die gleiche Wellenimpedanz $Z_1 = \dots = Z_n$ besitzen. Weiterhin lässt sich

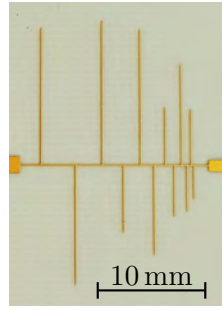


Abbildung 5.16: Aufnahme des statischen Tiefpassfilters zwölfter Ordnung.

aus seinen Untersuchungen entnehmen, dass eine möglichst hohe Differenz zwischen der Lastimpedanz und der Wellenimpedanz der Mikrostreifenleitungen gewählt werden muss, um Nullstellen nahe der Grenzfrequenz des Durchlassbereichs zu platzieren. Deshalb wurde eine Wellenimpedanz von $125\ \Omega$ für die Mikrostreifenleitungen gewählt, welche durch den Lithographie- und Herstellungsprozess zu höheren Impedanzen begrenzt ist. Durch $k_n \geq 1$ kann die Grenzfrequenz des Durchlassbereichs zu höheren Frequenzen verschoben werden. Die elektrischen Längen θ_n der einzelnen Segmente können durch numerisches Lösen eines nichtlinearen Gleichungssystems auf Basis der im Vorfeld definierten Übertragungsnullstellen bei $f_{TZ,n}$, der Arbeitsfrequenz f_0 und der elektrischen Gesamtlänge θ_0 der Filterstruktur berechnet werden. Hierbei wird eine gleiche Impedanz am Eingang und Ausgang des Filters angenommen. Im Hinblick auf die unterschiedlichen Impedanzen Z_{PA} und Z_L am Eingang beziehungsweise am Ausgang des Filters liefert der Ansatz von Chen *et al.* nur eine Näherung der optimalen Konfiguration der *T-Shape-Segmente* und ist somit der Startpunkt für die folgenden Optimierungen.

Eine Anpassung an die unterschiedlichen Impedanzen kann nach Zobel *et al.* [Zob31] mittels des ersten und letzten Segments in Anlehnung an die *Image Parameter Methode* mit *m-Derived-Filter-Sections* erzielt werden. Hierzu werden die Längen des ersten und letzten Segments mittels Simulation so optimiert, dass eine spezifizierte minimale Rückflussdämpfung im Durchlassbereich erreicht wird. Somit kann die Anpassung an die unterschiedlichen Impedanzen in den statischen Tiefpassfilter integriert werden. Die *T-shaped-Segmente* sind in Bezug auf minimale Diskontinuitäten im Durchlassbereich und eine durchgehende minimale Dämpfung A_s im Sperrbereich angeordnet. Um die Anforderungen an die Flankensteilheit und die Dämpfung im Sperrbereich zu erzielen, wurde ein Filter zwölfter Ordnung gewählt. Die Simulation des Filternetzwerks wurde mit dem *Momentum 3D Planar EM Simulator* in der Simulationsumgebung *ADS* durchgeführt.

Zur Verifikation der Simulationsergebnisse wurde die Filterstruktur auf dem Hochfrequenzsubstrat *RO4003C* mit einer Dicke von $508\ \mu\text{m}$, relativen Permittivität von ϵ_r von 3,3 aufgebaut und anschließend dessen Streuparameter gemessen. Der gefertigte Tiefpassfilter ist in Abbildung 5.16 gezeigt. Die Streuparameter wurden in einem $50\ \Omega$ Messsystem mit einem VNA im Frequenzbereich von 500 MHz bis 10 GHz aufgenommen und auf die Impedanzen $Z_{PA} = 43\ \Omega$ und $Z_L = 50\ \Omega$ renormalisiert. Die simulierten und renormalisierten Streuparameter sind in Abbildung 5.17 gezeigt.

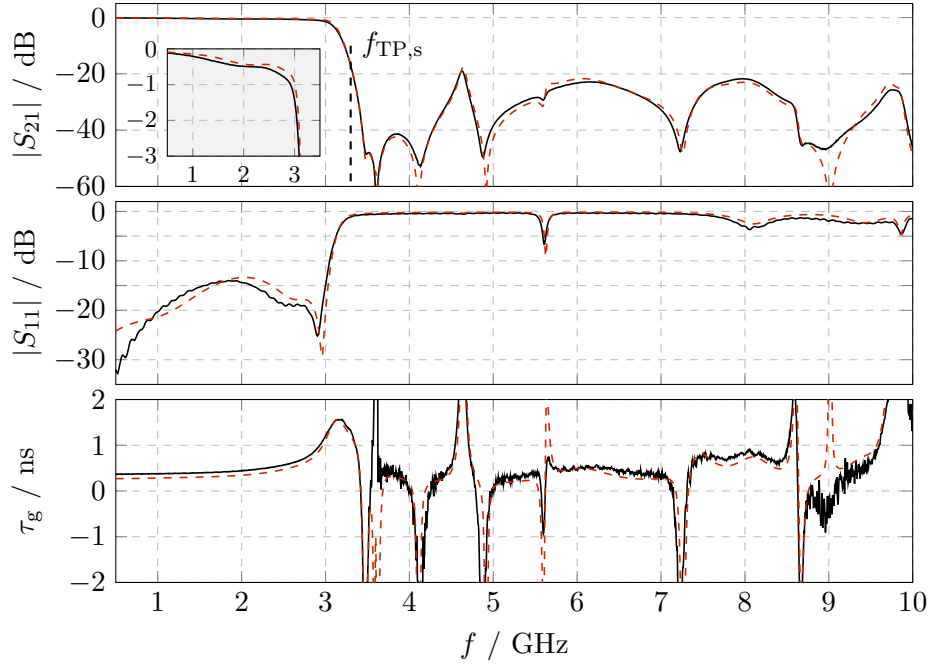


Abbildung 5.17: Gemessene und simulierte (gestrichelt) Streuparameter des statischen Tiefpassfilters zwölfter Ordnung, renormalisiert auf die Verstärkerimpedanz Z_{PA} und die Lastimpedanz Z_L . Die Grenzfrequenz des Sperrbereichs $f_{TP,s}$ liegt bei 3,3 GHz. Der untere Graph zeigt die berechnete Gruppenlaufzeit.

Qualitativ betrachtet bildet die Simulation die gemessenen Streuparameter gut ab. Die Grenzfrequenz des Durchlassbereichs $f_{TP,c}$ liegt in der Simulation und Messung bei 3,1 GHz. Der Durchlassbereich besitzt einen maximalen Einfügedämpfung von 1,4 dB innerhalb des angestrebten Arbeitsfrequenzbereichs I_{f_c} und zeigt bis 2,92 GHz eine Einfügedämpfung < 1 dB. Die Sperrfrequenz $f_{TP,s}$ für eine minimale Dämpfung A_s von 20 dB liegt bei 3,3 GHz. Um eine möglichst verzerrungsfreie Übertragung zu garantieren, ist ein flacher Verlauf der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich gefordert. Die gemessene Gruppenlaufzeit in Abbildung 5.17 zeigt einen leicht ansteigenden Verlauf im Durchlassbereich zwischen 0,36 ns und 1,2 ns. Ausgehend von dem durchgehenden Sperrbereich bis $3f_{c,max} = 9$ GHz und einer maximalen Einfügedämpfung von 1,4 dB im Durchlassbereich eignet sich das Tiefpassfilter zur Realisierung einer MSTP-Filterfunktion.

Multi-Bandstop

In Kombination mit dem bereits vorgestellten Tiefpassfilter des letzten Abschnitts wird hier ein steuerbares Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter nach den Vorgaben aus Abschnitt 5.3 konzipiert. Nach Gleichung (5.9) liegen maximal drei Harmonische im Frequenzbereich zwischen der minimalen Arbeitsfrequenz $f_c = 800$ MHz und der Sperrfrequenz $f_{TP,s} = 3,3$ GHz des Sperrbereichs des Tiefpassfilters. Die Frequenzbereiche der Arbeitsfrequenz und der Harmo-

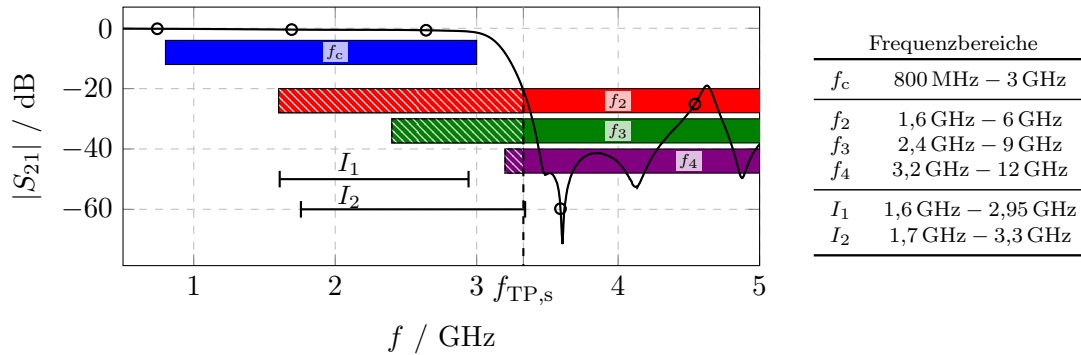


Abbildung 5.18: Visualisierung des Frequenzbereichs der Arbeitsfrequenz f_c , der Harmonischen f_n und der Stoppband-Frequenzintervalle I_k zur Unterdrückung der zweiten und dritten Harmonischen.

nischen sind in Abbildung 5.18 visualisiert und zusammengefasst. Die Überschneidung der Frequenzbereiche der Harmonischen mit dem Frequenzbereich unterhalb der Sperrfrequenz $f_{TP,s}$ sind schraffiert gekennzeichnet. Hierbei wird ersichtlich, dass sich die vierte Harmonische bei f_4 nur in einem sehr kleinen Bereich zwischen 3,2 GHz und 3,3 GHz mit dem Frequenzbereich unterhalb $f_{TP,s}$ überschneidet. Aufgrund der geringen Überschneidung und der mit der Ordnung exponentiell abnehmenden Leistung der Harmonischen wird in diesem Entwurf die vierte Harmonische f_4 nicht berücksichtigt. Somit wird die Unterdrückung der zweiten und dritten Harmonischen bei f_2 beziehungsweise f_3 gefordert.

Zur Realisierung von Bandstopp-Filtern existieren verschiedene Topologien basierend auf $\lambda/2$ - oder $\lambda/4$ -Leitungsresonatoren, die parallel oder direkt an die Hauptleitung gekoppelt sind. Bei parallel gekoppelten Leitungsresonatoren lassen sich diese in ein Koppelsegment mit der elektrischen Länge θ_c und ein idealerweise nicht gekoppeltes Leitungssegment aufteilen. Ein klassischer Ansatz für den Entwurf von statischen Bandstopp-Filtern von Schiffmann *et al.* [SM64] basiert auf parallel gekoppelten kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Leitungsresonatoren, wobei der gesamte Leitungsresonator als Koppelsegment zur Hauptleitung fungiert.

Für die Realisierung eines steuerbaren Stoppbands wird die Resonanzfrequenz des Leitungsresonators mittels einer steuerbaren Lastkapazität C_v variiert. Eine steigende Lastkapazität verschiebt die Resonanzfrequenz, in Relation zu einem unbelastetem $\lambda/4$ -Leitungsresonator, zu niedrigeren Frequenzen. Folglich wird die elektrische Länge des Leitungsresonators durch die maximale Resonanzfrequenz $f_{t,max}$ und die minimale Lastkapazität $C_{v,min}$ bestimmt.

Die elektrische Länge des gekoppelten Leitungsresonators und einhergehend die des Koppelsegments θ_c nehmen zu niedrigeren Resonanzfrequenzen durch eine steigende kapazitive Last C_v ab. Es ist allgemein bekannt, dass die Kopplung zwischen zwei Leitungen ihr Maximum bei ungeraden Vielfachen von $\lambda/4$ besitzt, wobei sie ihr Minimum bei geraden Vielfachen aufweisen [Orf20]. Durch eine sinkende elektrische Länge des Koppelsegments zu niedrigeren Resonanzfrequenzen hin nimmt die Kopplung des Resonators und einhergehend die Dämpfung des Stoppbands ab. Dies lässt sich zum einen durch eine zusätzliche steuerbare Koppelkapazität zwischen der Hauptleitung und dem Koppelsegment kompensieren, wobei



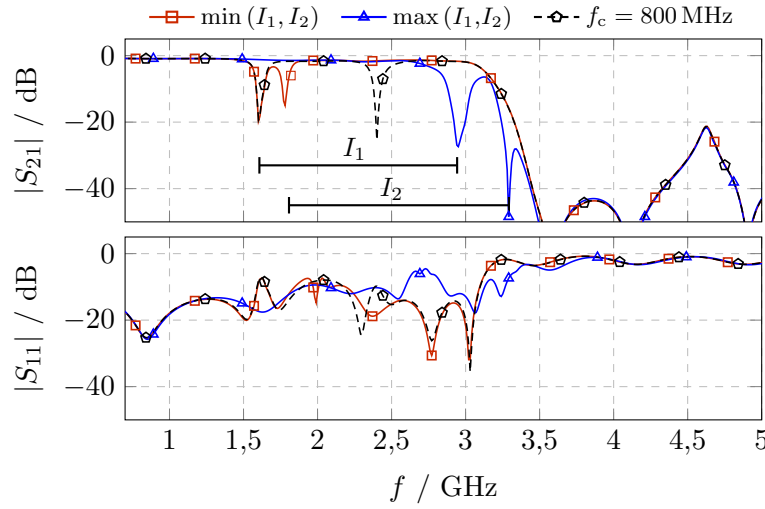


Abbildung 5.20: Simulierte Streuparameter des MSTP-Filters für die untere und obere Grenzfrequenz der Stoppbänder I_1 und I_2 sowie die Stoppbandkonfiguration für die minimale Arbeitsfrequenz bei $f_c = 800$ MHz.

Ein einzelnes steuerbares Stoppband der Ordnung N_k besteht aus der gleichen Anzahl an Bandstopp-Segmenten mit dem Index l und den gleichen Frequenzintervallen I_k . Zur Realisierung eines Multi-Bandstopp-Filters mit M Stoppbändern mit dem Index k werden $\sum_{k=1}^M N_k$ Bandstopp-Segmente in Reihe geschaltet. Der Leitungsresonator setzt sich aus dem Koppelsegment mit der Länge $l_c^{l,k}$ und einer Stichleitung mit der Länge $l_s^{l,k}$ zusammen. Das Ersatzschaltbild eines solchen Multi-Bandstopp-Filters ist in Abbildung 5.19 gezeigt. Um die elektrische Länge des Resonators und die einhergehende Kopplung nicht unnötig zu reduzieren, wird eine möglichst geringe minimale Kapazität $C_{v,\min}$ der Varaktoren gefordert. Folglich wird die Resonanzfrequenz über die Länge der Leitungsresonatoren und nicht über die Lastkapazität eingestellt, womit sich für alle Varaktoren der gleiche Kapazitätsbereich $C_v = C_v^{1,1} = C_v^{M,N_M}$ ergibt.

Für den Multi-Bandstopp-Filter wird der kommerzielle BST-Dünnschicht-Varaktor *STPTIC-15G2* mit einer Abstimmbarkeit von 85,5 % und einem Kapazitätsbereich zwischen 0,3 pF und 2,2 pF verwendet. Die Abstimmbarkeit τ_{f_t} eines kurzgeschlossenen Leitungsresonators lässt sich numerisch abschätzen und liegt bei $\tau_{f_t} \approx 45$ %. Nach der Entwurfsvorschrift in Abschnitt 5.3 und Berücksichtigung der zweiten und dritten Harmonischen im Arbeitsbereich werden zwei Stoppbänder zur Unterdrückung benötigt. Die Frequenzintervalle I_1 und I_2 der Stoppbänder sind in Abbildung 5.18 gegeben und visualisiert. Das zweite Stoppband wird zum einem zur Unterdrückung der dritten Harmonischen f_3 zwischen 2,4 GHz und 3,3 GHz verwendet. Zum anderen dient das Stoppband zur Unterdrückung der zweiten Harmonischen, wenn die dritte Harmonische im Sperrbereich des Tiefpassfilters liegt. In diesem Fall werden die Stoppbänder auf die gleiche Resonanzfrequenz gesteuert und die Unterdrückung der Harmonischen durch eine resultierende höhere Ordnung des Stoppbands verstärkt.

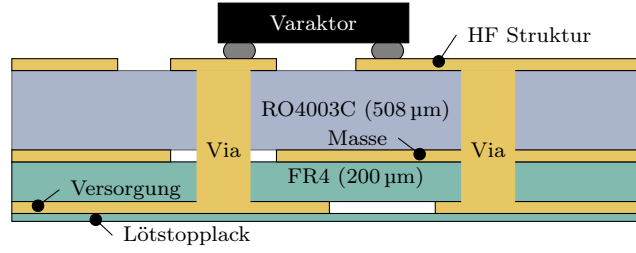


Abbildung 5.21: Lagenaufbau des Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters.

Für die Koppelsegmente wurde eine elektrische Länge von $\theta_c^{1,1} \approx \theta_c^{2,N_M} \approx \lambda/5$ bei der Grenzfrequenz des Sperrbereichs des Tiefpassfilters $f_{TP,s}$ gewählt, um eine möglichst kompakte Filterstruktur mit geringen Verlusten zu realisieren. Somit liegt die elektrische Länge des Koppelsegments über dem Abstimmbereich des ersten Stoppbands I_1 zwischen $\lambda/11$ und $\lambda/6$ und des zweiten Stoppbands I_2 zwischen $\lambda/8$ und $\lambda/5$. Um eine minimale Dämpfung von 20 dB im Abstimmbereich zu garantieren, wurden die unterschiedlichen elektrischen Längen der Koppelsegmente und die einhergehende Koppelung der Leitungsresonatoren durch die Ordnung N_k der Stoppbänder angepasst. Die Ordnung des ersten Stoppbands wurde zu fünf und die des zweiten Stoppbands zu vier gewählt. Somit wird für Bandstopp-Filter insgesamt neuen Bandstopp-Segmente benötigt. Um ein möglichst hohe Kopplung des Leitungsresonators zu erzielen, sind die Koppelabstände auf den minimalen Leiterbahnabstand $d_c = d_c^{1,1} = d_c^{N,M_M} = 50 \mu\text{m}$ gesetzt, der in dem verwendeten Fertigungsprozess realisierbar ist. Die Anpassung der Lastimpedanz Z_L an die Verstärkerimpedanz Z_{PA} ist in die statische Filterfunktion integriert. Somit besitzt der Multi-Bandstoppfilter eine symmetrische Quellen- und Lastimpedanz $Z_S = Z_L = Z_{PA}$. Die Wellenimpedanz der Hauptleitung und der Leitungsresonator wurden auf die optimale Lastimpedanz des Verstärkers Z_{PA} von 43Ω gewählt.

Zur Realisierung einer Multi-Bandstopp-Tiefpassfilterfunktion wird dem steuerbaren Multi-Bandstopp-Filter der statische Tiefpassfilter in Reihe geschaltet. Für die Simulationen wurden die gemessenen Streuparameter des statischen Tiefpassfilters verwendet. In Abbildung 5.20 sind die simulierten Streuparameter des Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters für die maximale und minimale Grenzfrequenz der Stoppband-Intervalle I_1 und I_2 präsentiert. Die Dämpfung des ersten Stoppbands liegt zwischen 19,5 dB und 28 dB für die untere beziehungsweise die obere Grenzfrequenz. Das zweite Stoppband wird zur Unterdrückung der dritten Harmonischen zwischen $3f_{c,\min} = 2,4 \text{ GHz}$ und der Grenzfrequenz des Tiefpassfilters bei 3,3 GHz benötigt. Hierzu ist in Abbildung 5.20 die Simulation für die minimale Arbeitsfrequenz bei 800 MHz gezeigt. Die Dämpfung des Stoppbands liegt zwischen der unteren und oberen Grenze des Stoppband-Intervalls I_2 bei 2,4 GHz beziehungsweise 3,3 GHz über 20 dB. Folglich muss der Abstimmbereich des zweiten Stoppbands nicht an die verschobene Grenzfrequenz des Tiefpassfilters angepasst werden. Der Frequenzbereich unterhalb von 2,4 GHz wird nur in Kombination mit dem ersten Stoppband verwendet. In diesem Frequenzbereich sinkt die Dämpfung des zweiten Stoppbands zur unteren Grenzfrequenz auf 16 dB ab. Im Idealfall wird bei der Resonanzfrequenz des Stoppbands die gesamte Leistung reflektiert und ein Reflexionskoeffizient im Bereich von $\approx 0,1 \text{ dB}$ erwartet. Der Reflexionskoeffizient liegt im

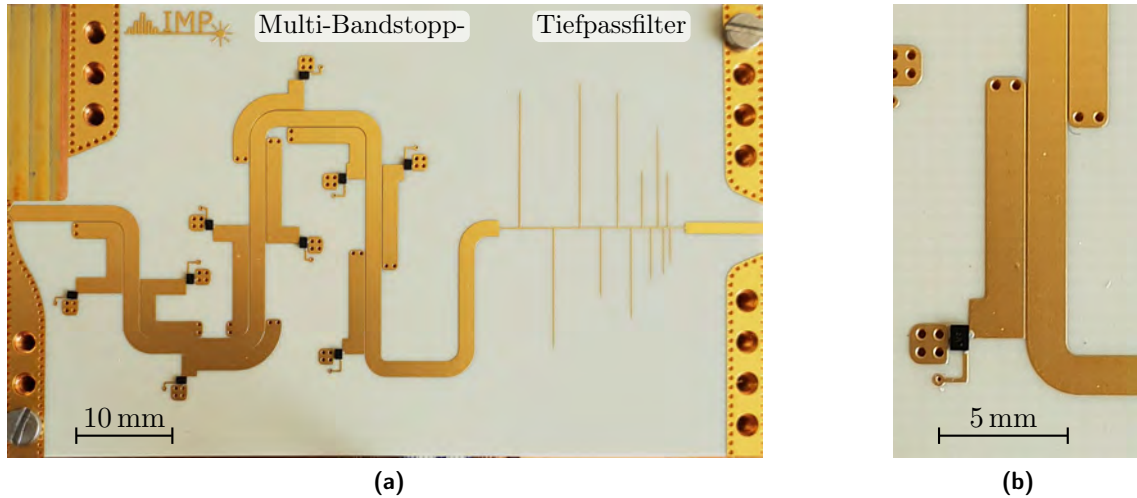


Abbildung 5.22: Aufnahme des (a) gefertigten kaskadierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters und (b) eines einzelnen gekoppelten steuerbaren Bandstopp-Segments.

Abstimmungsbereich zwischen -10 dB und -5 dB. Die Abweichung zu der Simulation ist in den Verlusten der Leitungsresonatoren und insbesondere der Varaktoren begründet. Im gesamten Abstimmungsbereich liegt die Rückflussdämpfung $RL > 10$ dB bei der Arbeitsfrequenz f_c .

Zur Verifikation des rekonfigurierbaren Filternetzwerks wurde dieses aufgebaut und anschließend messtechnisch untersucht. Die Filterstruktur ist auf einer dreilagigen Leiterplatte bestehend aus zwei Substraten aufgebaut, deren Querschnitt in Abbildung 5.21 dargestellt ist. Als oberes Substrat wird das Hochfrequenzsubstrat *RO4003C* mit einer relativen Permittivität von $\epsilon_r = 3,55$ und einer Dicke von $508 \mu\text{m}$ verwendet. Bei dem unteren Substrat handelt es sich um ein FR4-Verbundmaterial mit einer Dicke von $200 \mu\text{m}$. Es wird eine Kupferkaschierung mit einer Dicke von $17 \mu\text{m}$ für die drei Lagen verwendet, die auf der oberen Außenlage mit einer Nickel-Palladium-Gold-Oberflächenbeschichtung versehen ist. Die Filterstruktur wird auf der obersten Außenlage strukturiert. Die mittlere Lage fungiert als HF-Masse und die untere Außenlage wird für das Versorgungsnetzwerk zur Ansteuerung der Varaktoren verwendet. Zur Isolierung ist die untere Außenlage mit einer dünnen Schicht Lötstopplack abgedeckt. Der Prototyp des Multi-Bandstopffilters ist in Abbildung 5.22 a gezeigt. Die HF-Masse und die Steuerspannung sind über Durchkontaktierungen mit einem Durchmesser von $0,4$ mm beziehungsweise $0,2$ mm mit der oberen Lage verbunden. Abbildung 5.22 b zeigt eine Nahaufnahme eines Bandstopp-Segments mit dem im Flip-Chip-Verfahren aufgelöteten Varaktor.

Die Kleinsignaleigenschaften des steuerbaren Ausgangsfilters werden hinsichtlich der Abstimmbarkeit, Einfügedämpfung, Unterdrückung der Harmonischen, des Reflexionskoeffizienten und des Gruppenlaufzeitverhaltens bewertet. Alle Streuparameter sind auf die optimale Lastimpedanz des Leistungsverstärkers Z_{PA} von 43Ω beziehungsweise auf die Lastimpedanz Z_L von 50Ω normalisiert. Dabei werden mögliche Filterkonfigurationen für eine Arbeitsfrequenz f_c und Harmonischen bei $2f_c$ und $3f_c$ in 100 MHz-Frequenzschritten

über den Arbeitsfrequenzbereich I_{f_c} vermessen. Die Steuerspannung $U_{1,1}, \dots, U_{M,N_M}$ für die Varaktoren wird über das hierfür entwickelte Versorgungssystem zur Verfügung gestellt, siehe Anhang D.

In Abbildung 5.23 ist der simulierte und gemessene Transmissionskoeffizient für die Filterkonfiguration bei der minimalen Arbeitsfrequenz $f_c = 800$ MHz abgebildet. Die Sperrfrequenz liegt um 50 MHz im Vergleich zur Simulation verschoben bei 3,35 GHz. Der Transmissionskoeffizient liegt in der Messung bei dieser Arbeitsfrequenz bei 0,6 dB. Die Stoppbänder sind an der Frequenzposition der zweiten und dritten Harmonischen bei 1,6 GHz beziehungsweise 2,4 GHz positioniert. Dabei liegt die Dämpfung des ersten Stoppbands bei 16 dB und des zweiten Stoppbands bei 20 dB. In der Simulation wird für beide Stoppbänder die erwünschte Dämpfung von 20 dB erreicht. Die leicht reduzierte Dämpfung der Stoppbänder im Vergleich zur Simulation lässt sich auf eine geringere Kopplung der Leitungsresonatoren zurückführen. Untersuchungen des Koppelsegments zeigen eine Unterätzung der Leiterbahnen, die zu einem vergrößertem Koppelabstand d_c von $\approx 60 \mu\text{m}$ und folglich zu einer reduzierten Kopplung führen. Die gemessenen Streuparameter der Filterkonfigurationen zwischen 800 MHz und

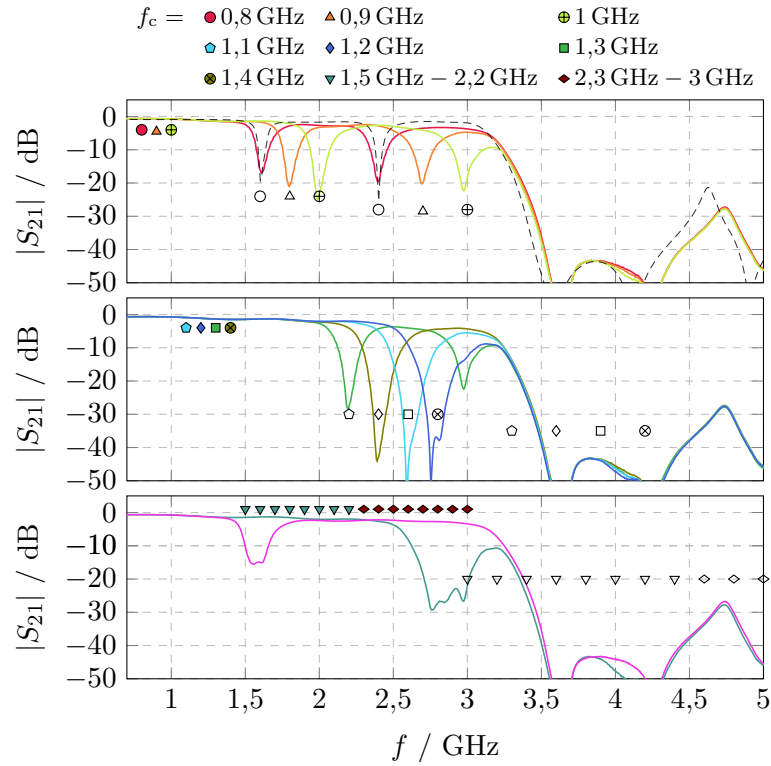


Abbildung 5.23: Gemessener Transmissionskoeffizient der Filterkonfigurationen für Arbeitsfrequenzen zwischen 800 MHz und 3 GHz des kaskadierten MSTP-Filters. Die farbigen Marker repräsentieren die Arbeitsfrequenz f_c , die ungefüllten Marker mit der gleichen Geometrie die entsprechende Position der zweiten und dritten Harmonischen. Zum Vergleich ist die Simulation (gestrichelt) der Filterkonfiguration für f_c bei 800 MHz gegeben.

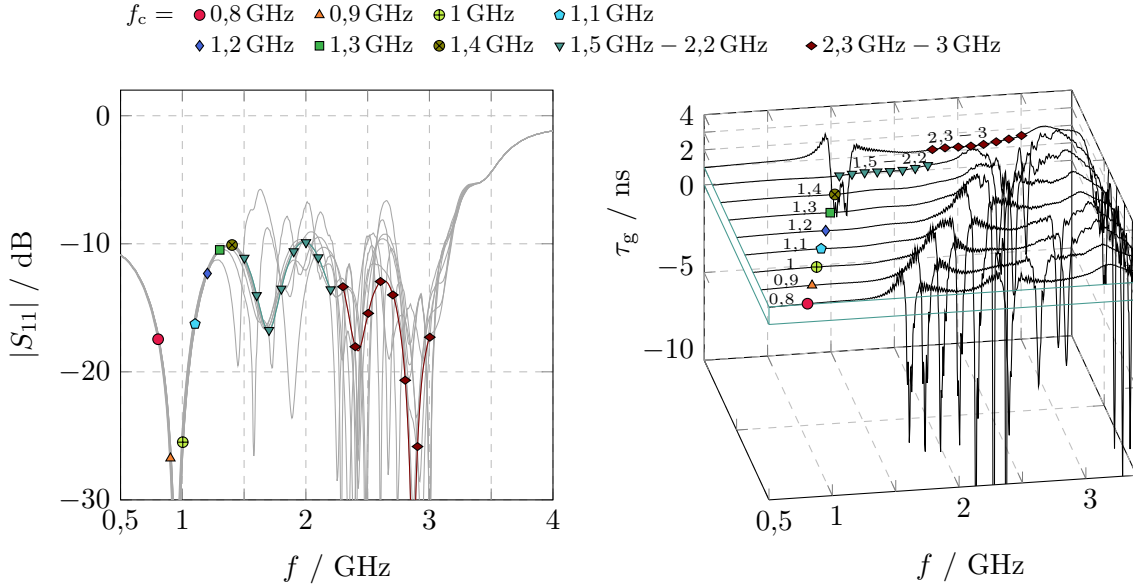


Abbildung 5.24: Gemessener Betrag des Reflexionskoeffizienten und der Gruppenlaufzeit der Filterkonfigurationen für Arbeitsfrequenzen zwischen 800 MHz und 3 GHz des kaskadierten MSTP-Filters. Die Marker heben die jeweiligen Reflexionskoeffizienten beziehungsweise Gruppenlaufzeit bei der Arbeitsfrequenz f_c und den entsprechenden Filterkonfigurationen hervor.

3 GHz sind in 100 MHz-Frequenzschritten aufgenommen und in Abbildung 5.23 gezeigt. Unter Ausnutzung des gesamten Abstimmbereichs der Varaktoren weist das erste Stoppband eine minimale und maximale Mittenfrequenz von $f_{t,\min,1} = 1,55$ GHz beziehungsweise $f_{t,\max,1} = 2,75$ GHz auf. Das zweite Stoppband ist abstimmbar von $f_{t,\min,2} = 1,65$ GHz bis $f_{t,\max,2} = 2,95$ GHz.

Die Verschiebung der oberen Grenzfrequenz der Stoppbänder um ≈ 300 MHz zu niedrigeren Frequenzen im Vergleich zur Simulation hat mehrere Ursachen. Zum einem wird die Verschiebung durch einen parallelen parasitären kapazitiven Anteil von $\approx 0,2$ pF der Lötflächen verursacht, der wiederum zu einer Reduktion des Abstimbereichs des Varaktors führt. Zum anderen wird die Verschiebung durch einen induktiven Anteil der Durchkontaktierung für die Verbindung zur HF-Masse von $\approx 0,1$ nH verursacht.

Durch die Verschiebung des Stoppband-Intervalls I_2 und der Grenzfrequenz $f_{TP,s}$ ergibt sich eine Frequenzlücke zwischen 2,95 GHz und 3,35 GHz, die von dem oberen Stoppband nicht abgedeckt werden kann. In Folge sinkt die Dämpfung in der Frequenzlücke auf ein Minimum von 10 dB bei 3,2 GHz. Der Ausgangsfilter befindet sich im Frequenzbereich zwischen 800 MHz und $f_{TP,s}/2 = 1,675$ GHz im Betriebsmodus **A**, in dem die Harmonischen durch die Stoppbänder unterdrückt werden müssen. Im oberen Frequenzbereich zwischen 1,75 GHz und 3,35 GHz befindet sich das Filter im Betriebsmodus **B**, in dem keine Harmonischen mehr unterdrückt werden müssen.

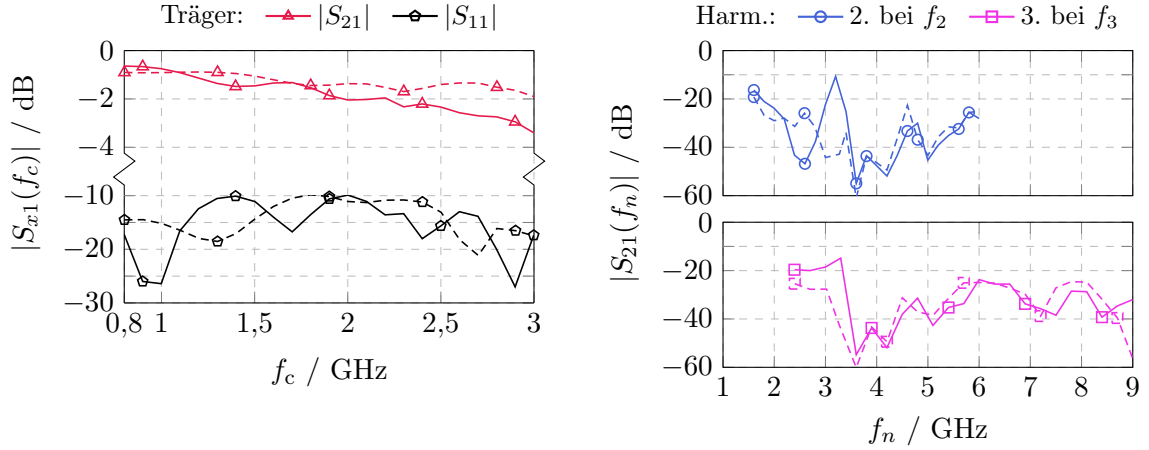


Abbildung 5.25: Gemessene und simulierte (gestrichelt) Streuparameter bei der Arbeitsfrequenz f_c sowie des Transmissionskoeffizienten bei der zweiten und dritten Harmonischen bei f_2 beziehungsweise f_3 über den Arbeitsfrequenzbereich zwischen 800 MHz und 3 GHz des kaskadierten MSTP-Filters.

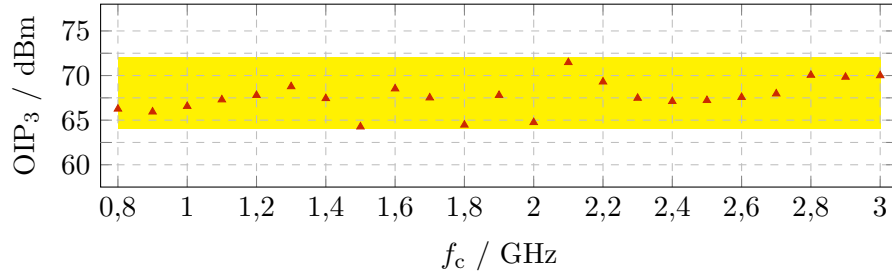


Abbildung 5.26: Gemessener OIP₃ des kaskadierten MSTP-Filters über den Arbeitsfrequenzbereich von 800 MHz bis 3 GHz.

Der gemessene Reflexionskoeffizient $|S_{11}|$ und die Gruppenlaufzeit τ_g für die Filterkonfigurationen für die Arbeitsfrequenz zwischen 800 MHz bis 3 GHz sind in Abbildung 5.24 gezeigt. Die Marker heben die jeweiligen Reflexionskoeffizienten beziehungsweise die Gruppenlaufzeit bei der Arbeitsfrequenz f_c und den entsprechenden Filterkonfigurationen hervor. Über den gesamten Abstimmbereich liegt der Reflexionskoeffizient $|S_{11}|$ bei der Arbeitsfrequenz f_c unter -10 dB. An den Frequenzpositionen der Stopfbänder liegt $|S_{11}|$ im Bereich der Simulation zwischen -10 dB und -5 dB. Für die Arbeitsfrequenzen zwischen 800 MHz und 2,6 MHz zeigt die Gruppenlaufzeit einen flachen Verlauf um die Arbeitsfrequenz des entsprechenden Steuerzustandes. Für die oberen Steuerzustände von 2,7 GHz bis 3 GHz steigt die Gruppenlaufzeit mit einer leichten Steigung von $1,1$ ns/GHz an. Die Standardabweichung der Gruppenlaufzeit $\sigma(\tau_g)$ liegt durchgehend unterhalb von 60 ps.

Der gemessene Transmissions- und Reflexionskoeffizient bei der Arbeitsfrequenz f_c sowie der Transmissionskoeffizient bei der zweiten und dritten Harmonischen im gesamten Abstimmbereich sind in Abbildung 5.25 zusammengefasst. Die simulierten Daten der jeweiligen

Parameter sind gestrichelt dargestellt. Die Einfügedämpfung liegt bei der Arbeitsfrequenz f_c zwischen 0,7 dB und 1,8 dB. Der Transmissionskoeffizient bei den Frequenzen der Harmonischen $|S_{21}(f_n)|$ zeigt die Frequenzlücke zwischen 2,95 und 3,35 GHz, in der die Dämpfung unter 20 dB liegt. Die Simulationen zeigen für die erste und zweite Harmonische eine kontinuierliche Dämpfung $A_s \geq 20$ dB. Die Abstimmbarkeit des Ausgangsfilters in Bezug auf die Trägerfrequenz liegt bei 73 % und somit deutlich über der Abstimmbarkeit der einzelnen Stoppbänder mit ≈ 44 %.

Für die Großsignaluntersuchung des rekonfigurierbaren Ausgangsfilters wurde wie in den vorangegangenen Abschnitten der Messaufbau aus Abschnitt 4.3 verwendet. Die Nichtlinearitäten und die Leistungstragfähigkeit des Systems wurden über den gesamten Abstimbereich untersucht. Die Ergebnisse der Linearitätsmessung für die entsprechende Arbeitsfrequenz f_c sind in Abbildung 5.26 dargestellt. Der gemessene OIP₃ liegt zwischen der unteren und oberen Grenze des Abstimbereichs von 64,4 dB bis 71,4 dB. Die Schwankung des OIP₃ zwischen den Filterkonfigurationen ist durch die unterschiedlichen Steuerzustände der Varaktoren und dem Abstand zwischen der Trägerfrequenz zur Mittenfrequenz der Stoppbänder begründet. Für die Untersuchung der Leistungstragfähigkeit des Filternetzwerks, wurde ein zusätzliches Dauerstrichsignal bei der Arbeitsfrequenz f_c mit einem Leistungspegel zwischen 0 dBm und 43 dBm eingespeist, siehe Abschnitt 4.3. Messungen der Leistungstragfähigkeit zeigten im gesamten Abstimbereich bis zum messtechnisch begrenzten Leistungspegel von 43 dBm weder eine Eigenaussteuerung noch eine Kompression des Durchlassbereichs.

Die hohe Linearität sowie Leistungstragfähigkeit als auch die hohe Abstimmbarkeit und geringen Einfügedämpfung des Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters zeigt deutlich den Vorteil des neuartigen MSTP-Konzepts im Vergleich zu rekonfigurierbaren Bandpassfiltern wie den Realisierungen in Kapitel 4, insbesondere für Leistungsanwendungen.

5.3.2 Integrierte Realisierung

In diesem Abschnitt wird ein steuerbares integriertes Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter präsentiert. Dieses Filter ermöglicht eine Reduzierung der benötigten Fläche und einhergehend eine reduzierte Einfügedämpfung gegenüber dem kaskadierten Filter. Die Integration der geforderten Filterfunktion erfolgt über die Modifikation eines diskreten Tiefpass-Netzwerks. Hierbei werden mehrere abstimbare Leitungsresonatoren an nicht resonante Knoten des Tiefpassfilternetzwerks gekoppelt.

Tiefpassfilter

Die Basis für das Tiefpassfilter bildet ein diskretes Tiefpass-Netzwerk mit der Ordnung N_{TP} . In diesem Ansatz stehen die ungeradzahligen normalisierten Filterparameter g_i für konzentrierte Induktivität und geradzahlige Filterparameter g_i für konzentrierte Kapazitäten. Für den Filterentwurf wird eine Tschebyscheff-Filterfunktion verwendet, die zu einer schmalen Transition-Bandbreite und zu einem symmetrischen Filteraufbau bei ungerader Ordnung N_{TP} führt. Die konzentrierten Induktivitäten werden durch Mikrostreifenleitungen mit der

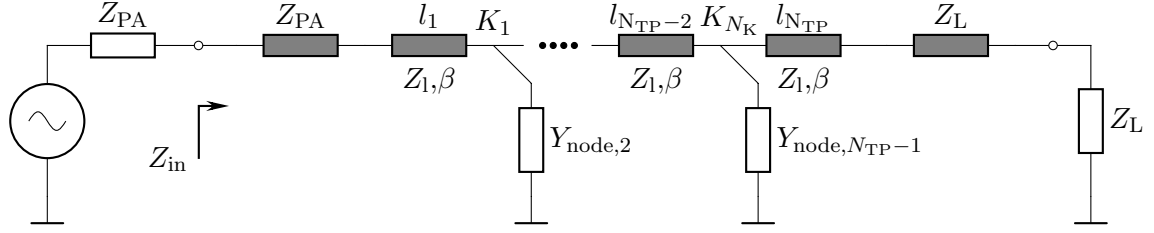


Abbildung 5.27: Ersatzschaltbild des Tiefpassfilters mit den kapazitiven Knoten $Y_{\text{node},i}$, nicht resonanten Knoten K_i , Leitungssegmenten mit der Länge l_i und Wellenimpedanz Z_1 .

Länge l_i und der Wellenimpedanz Z_1 angenähert. Die Länge der Mikrostreifenleitung ist gegeben zu

$$l_i = \frac{g_i Z_0}{\theta Z_1} \quad \text{mit} \quad \theta = \frac{2\pi f_{\text{TP},c}}{v_{\text{ph}}} , \quad (5.22)$$

wobei $f_{\text{TP},c}$ die Grenzfrequenz des Durchlassbereichs, θ die Phasenverschiebung bei $f_{\text{TP},c}$ und v_{ph} die Phasengeschwindigkeit der Mikrostreifenleitung ist [Hon11]. Die Systemimpedanz Z_0 ist im Folgenden gleich der Lastimpedanz Z_L von 50Ω . Die konzentrierten Kapazitäten C_i , für gerade g_i , werden durch radiale Stichleitungen angenähert. Der Winkel $\alpha_{\text{rad},i}$ und die Verbindungsbreite $w_{\text{rad},i}$ der radialen Stichleitung sind zu Beginn willkürlich festgelegt, werden aber im weiteren Entwurf noch näher betrachtet. Die Länge $l_{\text{rad},i}$ der radialen Stichleitung wird so gewählt, dass die Charakteristik einer konzentrierten Kapazität

$$C_i = \frac{g_i}{2\pi f_{\text{TP},c} Z_0} = C_{\text{rad},i} \approx (l_{\text{rad},i})^2 \pi \frac{\alpha_{\text{rad},i}}{360^\circ} \quad (5.23)$$

bis zur Grenzfrequenz des Durchlassbereichs angenähert werden kann, wobei $l_{\text{rad},i} \gg w_{\text{rad},i}$ angenommen wird. Die Verwendung von radialen Stichleitungen ermöglicht eine genaue Anpassung der Kapazität C_i und reduziert zusätzliche parasitäre Effekte im Vergleich zu konzentrierten Bauteilen. Weiterhin entfallen zusätzliche Durchkontaktierungen für die Verbindungen zur HF-Masse und damit deren parasitären induktiven Anteile. Ein weiterer Vorteil ist die Realisierung von nicht resonanten kapazitiven Knoten mit der Admittanz $Y_{\text{node},i}$, die sich in ihrem Admittanz-Verhalten leicht modifizieren lassen. In Abbildung 5.27 ist das Ersatzschaltbild des integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters gezeigt. Die ABCD-Matrix des Filternetzwerks ergibt sich zu

$$\mathbf{ABCD} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l_1) & jZ_L \sin(\beta l_1) \\ j \sin(\beta l_1) / Z_L & \cos(\beta l_1) \end{pmatrix} \cdot \prod_{i=1}^{(N_{\text{TP}}-1)/2} \left[\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_{\text{node},2i}(f) & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\beta l_{2i+1}) & jZ_L \sin(\beta l_{2i+1}) \\ j \sin(\beta l_{2i+1}) / Z_L & \cos(\beta l_{2i+1}) \end{pmatrix} \right], \quad (5.24)$$

wobei β die Phasenkonstante der Übertragungsleitung ist. Die Grenzfrequenz des Sperrbereichs $f_{\text{TP},s}$ mit der minimalen Dämpfung A_s wird simulativ bestimmt, um mögliche parasitäre Effekte zu berücksichtigen.

Steuerbarer Multi-Bandstopp

Der Sperrbereich des Tiefpassfilters wird überwiegend durch die kapazitiven Knoten $Y_{\text{node},i}$ erzeugt. Der imaginäre Anteil $\text{Im}(Y_{\text{node},i}(f))$ steigt von näherungsweise null im Durchlassbereich zu höheren Frequenzen hin stetig an. Folglich besteht das Konzept darin, durch Platzieren von Polstellen in $Y_{\text{node},i}(f)$ bei den Harmonischen $f_n, n \geq 2$ zusätzliche Stoppbänder unterhalb der Grenzfrequenz $f_{\text{TP},s}$ zu erzeugen. Die zusätzlichen Polstellen können durch Leitungsresonatoren erzeugt werden, die mit einem nicht resonanten Knoten K_i verbunden sind. Eine steuerbare Polstelle kann in die Admittanz $Y_{\text{node},i}$ eingefügt werden, indem eine abstimmbare Kapazität C_t als Last am Leitungsresonator verwendet wird.

Eine Stichleitung mit der Länge l_t und der Wellenimpedanz Z_t bildet mit dem Varaktor C_t einen steuerbaren Leitungsresonator mit der Eingangsimpedanz $Z_{t,\text{stub}}(f, C_t)$. Der Resonator zeigt eine weite 3-dB Bandbreite bei der Polstelle im Impedanzverlauf $Z_{t,\text{stub}}$, wodurch die Polstelle einen großen Einfluss auf das den Amplitudengang im Durchlassbereich besitzt und insbesondere die Einfügedämpfung bei der Arbeitsfrequenz erhöht. Numerisch kann gezeigt werden, dass die 3-dB Bandbreite mit einem sinkendem Verhältnis C_t/l_t unter der Annahme einer konstanten Resonanzfrequenz f_t abnimmt. Folglich ergibt sich die minimale Bandbreite für eine große Länge l_t und kleine absolute Kapazitätswerte des Varaktors. Weiterhin zeigt sich, dass die Bandbreite mit steigender Wellenimpedanz Z_t des Leitungsresonators abnimmt und die Abstimbarkeit des Resonators τ_{f_t} steigt. Zusätzlich lässt sich die 3-dB Bandbreite über die Ankopplung des Resonators an den Knoten einstellen, wozu eine zusätzliche Koppelkapazität C_c eingeführt wird. Diese Kapazität ist als Interdigital-Kondensator (IDC) ausgeführt, damit die Koppelkapazität, abseits der festen Abstufung kommerzieller Kapazitäten, frei gewählt werden kann.

Der IDC lässt sich mit einem π -Modell mit einer transversalen Koppelkapazität C_c und zwei parasitären Kapazitäten C_g annähern [Ind03; All70]. Eine steigende Kopplung führt zu einer steigenden 3-dB Bandbreite sowie Dämpfung des Stoppbands sowie einer sinkenden Abstimbarkeit der Mittenfrequenz τ_{f_t} . Folglich wird die minimale Kapazität C_c so gewählt, dass die erforderliche Dämpfung des Stoppbands A_s erreicht wird. Die Bandbreite $B_{t,k}$ der Stoppbänder wird bezüglich der Signalbandbreite B_c und der maximalen Mittenfrequenz des Stoppbands nach Gleichung (5.19) eingestellt. Für einen verlustfreien einzelnen gekoppelten Resonator ist die Admittanz gegeben zu

$$Y_{\text{ges}}(f, C_t) = j2\pi f C_g + \left[\frac{1}{j2\pi f C_c} + \frac{Z_{t,\text{stub}}(f, C_t)}{1 + j2\pi f C_g Z_{t,\text{stub}}(f, C_t)} \right]^{-1}. \quad (5.25)$$

Die Resonanzfrequenz lässt sich durch finden der Nullstelle von $Z_{\text{ges}} = 1/Y_{\text{ges}}$ ermitteln. Die minimale und maximale Resonanzfrequenz kann dann folglich durch numerisches Lösen der Gleichung

$$1 + j2\pi f \cdot (C_g + C_c) Z_{t,\text{stub}}(f, C_t) \stackrel{!}{=} 0 \quad (5.26)$$

für die maximale $C_{t,\text{max}}$ und minimale $C_{t,\text{min}}$ Varaktorkapazität gefunden werden, wobei sich die minimale Resonanzfrequenz für die maximale Varaktorkapazität einstellt. Der Leitungsresonator zeigt im Vergleich zu den parallel gekoppelten Resonatoren in Abschnitt 5.3.1 eine

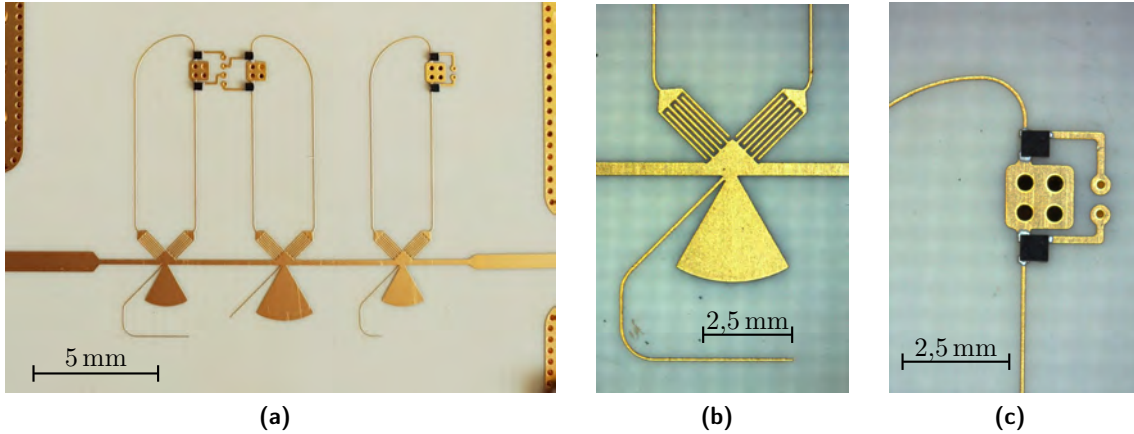


Abbildung 5.29: Aufnahme (a) des gefertigten integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters, (b) eines einzelnen nicht resonanten Knoten und (c) die im Flip-Chip-Verfahren aufgelöteten Varaktoren [Sch+19].

Der Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter ist für einen Arbeitsfrequenzbereich zwischen 1 GHz und 3 GHz mit einer Signalbandbreite B_c von 10 MHz ausgelegt. Der Arbeitsfrequenzbereich I_{f_c} zwischen 800 MHz bis 1 GHz wurde bei diesem Entwurf vernachlässigt, da hierfür ein zusätzliches steuerbares Stoppband notwendig gewesen wäre. Um die Komplexität eines ersten integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters zu reduzieren, wurde die Anzahl an Stoppbändern pro Knoten auf zwei limitiert.

Für den Tiefpassfilter ist eine Tschebyscheff-Filterfunktion mit einer Rückflussdämpfung RL von 16,4 dB im Durchlassbereich und einer Ordnung $N_{TP} = 7$ gewählt. Die Filterparameter g_i sind in der einschlägigen Literatur und Filtertabellen zu finden [Saa79]. Das Layout des integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters ist in Abbildung 5.28 gezeigt. Die Grenzfrequenz des Durchlassbereichs liegt oberhalb der maximalen Arbeitsfrequenz bei 3,3 GHz. Die Systemimpedanz Z_0 des Filters ist auf die optimale Lastimpedanz des Verstärkers $Z_{PA} = 43 \Omega$ gesetzt. Das Ausgangsfilter ist über ein Leitungssegment an die Lastimpedanz $Z_L = 50 \Omega$ angepasst. Die Wellenimpedanz $Z_1 = 83 \Omega$ des induktiven Leitungssegmentes ist ein Kompromiss zwischen der Segmentlänge l_k und der Approximation einer konzentrierten Induktivität. Längere Segmente vergrößern den Knotenabstand, wodurch die parasitäre Kopplung zwischen den steuerbaren Leitungsresonatoren verringert wird. Unter Verwendung von Gleichung (5.22) wurden die Segmentlänge l_k bestimmt. Mit Hilfe der Gleichung (5.23) und unter Berücksichtigung parasitärer Durchlassbereiche lassen sich die radialen Stichleitungslängen $l_{rad,k}$ berechnen und simulativ optimieren. Zusätzlich wurde je Knoten ein statischer $\lambda/4$ -Leitungsresonator zur Unterdrückung der harmonischen Durchlassbereiche implementiert. Die Grenzfrequenz des Sperrbereichs des Tiefpassfilters $f_{TP,s}$ liegt bei 3,8 GHz.

Nach Gleichung (5.9) befinden sich maximal zwei Harmonische innerhalb des Tiefpassbereichs zwischen $f_{c,min} = 1$ GHz und $f_{TP,s} = 3,8$ GHz. Hinsichtlich der Trägersignalbandbreite B_c und minimaler Sperrbereichsdämpfung A_s wurde eine Wellenimpedanz Z_t von 134 Ω

der steuerbaren Leitungsresonatoren und eine Koppelkapazität C_c von 0,3 pF gewählt. Die Koppelkapazitäten sind in Bezug auf eine minimale parasitäre Kapazität C_g und einer Eigenresonanz außerhalb des Arbeitsbereichs optimiert.

Für die steuerbaren Leitungsresonatoren werden die kommerziellen BST-Dünnschicht-Varaktoren *STPTIC-15G2* mit einem Kapazitätsbereich zwischen 0,32 pF und 2,2 pF verwendet. Die Abstimmbarkeit τ_{f_t} der Stoppbänder lässt sich nach Gleichung (3.3) und (5.26) numerisch abschätzen und liegt bei $\tau_{f_t} \approx 29\%$. Unter Verwendung des in Abschnitt 5.3 eingeführten Verfahrens und der verfügbaren Abstimmbarkeit τ_{f_t} , werden zur Unterdrückung der Harmonischen im Abstimmbereich zwei steuerbare Stoppbänder mit den Stopppandintervallen I_1 zwischen 2 GHz und 2,72 GHz sowie I_2 zwischen 2,7 GHz und 3,8 GHz benötigt. Folglich müssen jedem Knoten zwei steuerbare Leitungsresonatoren hinzugefügt werden. Die benötigten Frequenzintervalle der Stoppbänder werden über die Länge $l_{t,k}$ der Resonatoren eingestellt.

Die Simulationen der Filterstruktur zeigen für das erste Stopppand mit dem Frequenzintervall I_1 eine Dämpfung A_s zwischen 20 dB und 28 dB. Für das zweite Stopppand mit dem Frequenzintervall I_2 liegt die Dämpfung A_s im Bereich zwischen 32 dB und 44 dB. Die Einfügedämpfung bei der Arbeitsfrequenz f_c liegt im den gesamten Arbeitsbereich unter 0,8 dB. Der Sperrbereich des Tiefpassfilters oberhalb von $f_{TP,s} = 3,8$ GHz bis 10 GHz zeigt eine Dämpfung $A_s > 20$ dB.

Die Filterstruktur ist zur Verifikation der Simulation in einer mehrlagigen Aufbauweise realisiert, siehe Abschnitt 5.3.1 und Abbildung 5.21. Die gefertigte Filterstruktur ist in Abbildung 5.29 gezeigt. Zur Untersuchung der Filterschaltung werden im Folgenden das Kleinsignalverhalten in Bezug auf die Abstimmbarkeit, Transmissions- und Reflexionskoeffizienten, Unterdrückung der Harmonischen und Gruppenlaufzeit betrachtet. Hierbei werden Filterkonfigurationen für eine Trägerfrequenz f_c und der resultierenden Harmonischen bei $2f_c$ und $3f_c$ im gesamten Arbeitsfrequenzbereich I_{f_c} in 100 MHz Schritten vermessen. Die Steuerungsspannung U_{1a}, \dots, U_{2c} für die Varaktoren wird über das im Rahmen dieser Forschungsarbeit entwickelte Versorgungssystem zur Verfügung gestellt, siehe Anhang D.

In Abbildung 5.30 sind die gemessenen und simulierten Streuparameter für den Steuerzustand bei $f_c = 1$ GHz gezeigt. Die Stoppbänder sind auf die Frequenzen der zweiten und dritten Harmonischen bei 2 GHz und 3 GHz eingestellt. In der Messung liegt die Dämpfung des ersten und zweiten Stopppands bei 13 dB beziehungsweise 23 dB. Die geringere Dämpfung der Stoppbänder im Vergleich zur Simulation lässt sich auf eine geringere Koppelkapazität C_c zurückführen, die durch Fertigungstoleranzen verursacht ist. Diese führt zu einer schwächeren Kopplung und folglich zu einer reduzierten Dämpfung der Stoppbänder. Die Grenzfrequenz des Sperrbereichs ist im Vergleich zur Simulation um 50 MHz zu höheren Frequenzen hin verschoben und zwar zu $f_{TP,s} = 3,85$ GHz. Die gemessenen Streuparameter für die Steuerzustände im Arbeitsbereich zwischen 1 GHz und 3 GHz sind in Abbildung 5.30 gezeigt. Das erste Stopppand besitzt eine minimale und maximale Mittenfrequenz von $f_{t,min,1} = 1,94$ GHz beziehungsweise $f_{t,max,1} = 2,64$ GHz. Das zweite Stopppand ist abstimmbar von $f_{t,min,2} = 2,60$ GHz bis $f_{t,max,2} = 3,51$ GHz. Die Verschiebung der oberen Grenzfrequenz der Stoppbänder zu niedrigeren Frequenzen im Vergleich zur Simulation wird verursacht durch einen parallelen parasitären kapazitiven Anteil der Lötflächen. Hierdurch

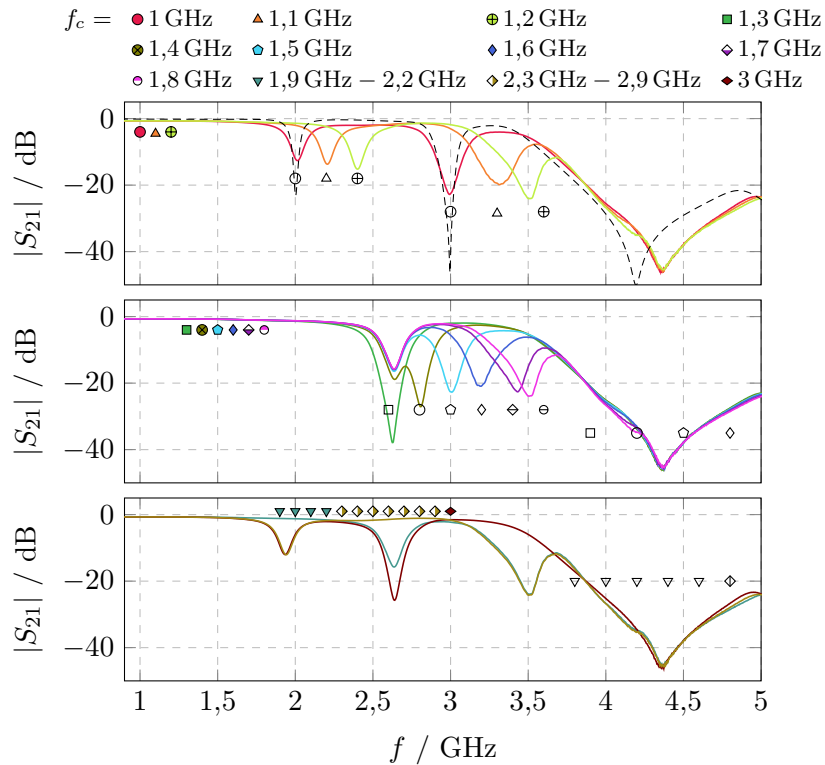


Abbildung 5.30: Gemessener Transmissionkoeffizient der Filterkonfigurationen für Arbeitsfrequenzen zwischen 1 GHz und 3 GHz des integrierten MSTP-Filters. Die farbigen Marker repräsentieren Arbeitsfrequenz f_c , die ungefüllten Marker mit der gleichen Geometrie die entsprechende Position der zweiten und dritten Harmonischen. Zum Vergleich ist die Simulation (gestrichelt) der Filterkonfiguration für f_c bei 1 GHz gegeben. Daten teilweise nach [Sch+19].

ergibt sich eine Frequenzlücke zwischen $f_{t,\max,2} = 3,51$ GHz und der verschobenen Grenzfrequenz des Tiefpasses $f_{TP,s} = 3,85$ GHz, die von dem zweiten Stoppband nicht abgedeckt werden kann. Folglich sinkt die Dämpfung in diesem Frequenzbereich auf ein Minimum von 12 dB bei 3,7 GHz ab.

Das Ausgangsfilter befindet sich im Bereich der Arbeitsfrequenz f_c zwischen 1 GHz und 1,925 GHz im Betriebsmodus **A**, in dem die Harmonischen durch die Stoppbänder unterdrückt werden müssen. Im Frequenzbereich oberhalb von 1,925 GHz bis 3 GHz befindet sich der Filter im Betriebsmodus **B**, in dem keine Harmonischen mehr durch die steuerbaren Stoppbänder unterdrückt werden müssen. In diesem Modus müssen alle Stoppbänder möglichst so positioniert sein, dass deren Einfluss beziehungsweise Dämpfung bei der Arbeitsfrequenz minimiert wird. Diese Konfigurationen sind im unteren Graph in Abbildung 5.30 gezeigt.

Der gemessene Reflexionskoeffizient $|S_{11}|$ und die Gruppenlaufzeit τ_g für die Filterkonfigurationen für die Arbeitsfrequenz zwischen 1 GHz und 3 GHz sind in Abbildung 5.31 gezeigt. Die jeweiligen Reflexionskoeffizienten beziehungsweise die Gruppenlaufzeit bei der

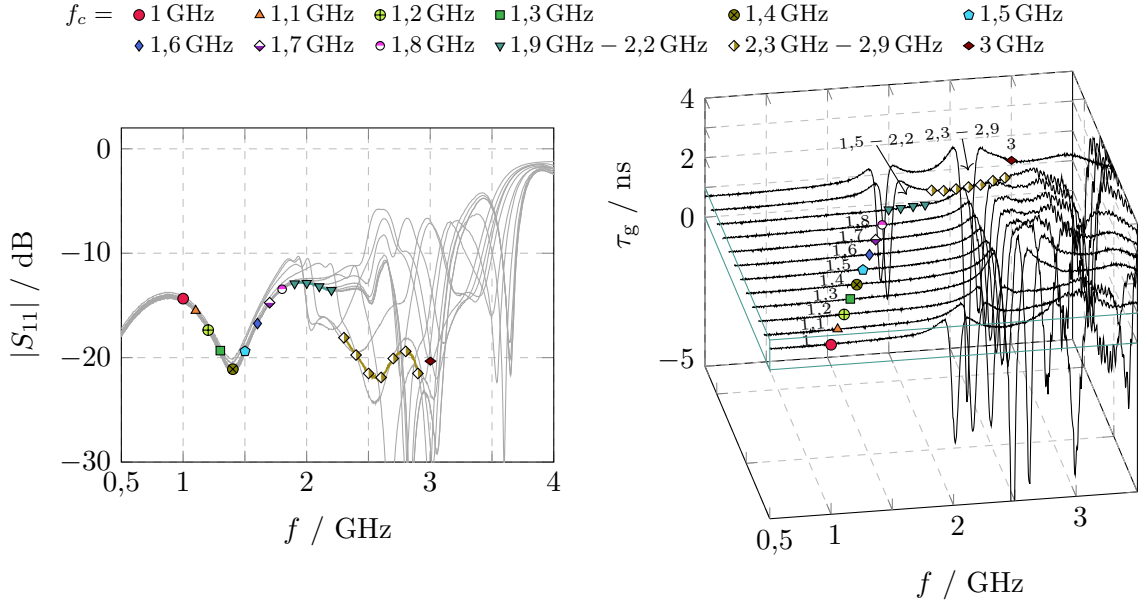


Abbildung 5.31: Gemessener Betrag des Reflexionskoeffizienten und der Gruppenlaufzeit der Filterkonfigurationen für Arbeitsfrequenzen zwischen 1 GHz und 3 GHz des integrierten MSTP-Filters. Die Marker heben die jeweiligen Reflexionskoeffizienten beziehungsweise Gruppenlaufzeit bei der Arbeitsfrequenz f_c und der entsprechenden Filterkonfiguration hervor.

Arbeitsfrequenz f_c der entsprechenden Filterkonfiguration sind durch Marker gekennzeichnet. Über den gesamten Abstimbereich liegt der Reflexionskoeffizient $|S_{11}|$ bei f_c unter $-12,5$ dB. An den Frequenzpositionen der Stopfbänder liegt $|S_{11}|$, zwischen -12 dB und -6 dB. Dies lässt sich auf die geringe Güte der Stopfbänder aufgrund der Nickel-Palladium-Gold-Oberflächenbeschichtung zurückführen. Die Auswertung der Gruppenlaufzeit des Ausgangsfilters für die einzelnen Filterkonfigurationen ist in Abbildung 5.31 dargestellt. Die Marker repräsentieren die Arbeitsfrequenz bei dem jeweiligen Steuerzustand. Für den gesamten Arbeitsfrequenzbereich zwischen 1 GHz und 3 GHz zeigt die Gruppenlaufzeit einen flachen Verlauf. Die Standardabweichung der Gruppenlaufzeit $\sigma(\tau_g)$ liegt unterhalb von 80 ps im gesamten Abstimbereich.

Der gemessene Transmissions- und Reflexionskoeffizient bei der Trägerfrequenz f_c sowie der Transmissionskoeffizient bei der zweiten und dritten Harmonischen im gesamten Abstimbereich werden in Abbildung 5.32 zusammengefasst. Die jeweiligen simulierten Parameter sind in der Abbildung gestrichelt dargestellt. Der Transmissionskoeffizient bei der Arbeitsfrequenz $|S_{21}(f_c)|$ zeigt eine Einfügedämpfung zwischen 0,7 dB und 1,8 dB im Arbeitsfrequenzbereich. Der Transmissionskoeffizient bei den Frequenzen der Harmonischen $|S_{21}(f_n)|$ zeigt eine reduzierte Dämpfung unterhalb von 20 dB des ersten Stoppbands von 2 GHz bis 2,5 GHz. Weiterhin lässt sich die Frequenzlücke für das erste und zweite Stoppband zwischen 3,52 GHz und 3,85 GHz erkennen, in der die Dämpfung mindestens bei 12 dB liegt. Die Simulation zeigt eine kontinuierliche Dämpfung $A_s \geq 20$ dB. Der Ausgangsfilter besitzt

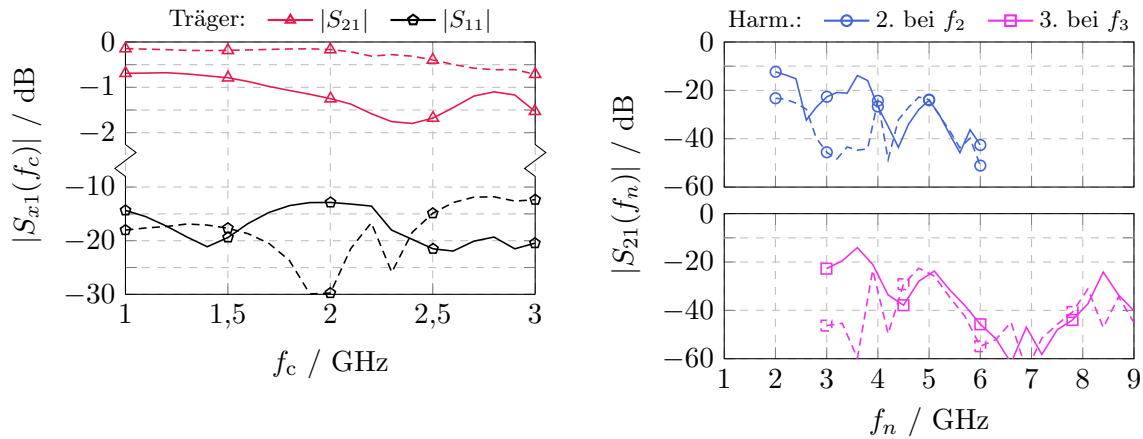


Abbildung 5.32: Gemessene und simulierte (gestrichelt) Streuparameter bei der Arbeitsfrequenz f_c sowie des Transmissionskoeffizienten bei der zweiten und dritten Harmonischen bei f_2 beziehungsweise f_3 über den Arbeitsfrequenzbereich zwischen 1 GHz und 3 GHz des integrierten MSTP-Filters. Daten nach [Sch+19].

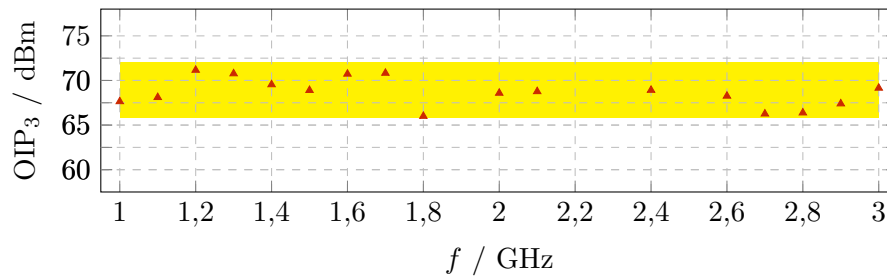


Abbildung 5.33: Gemessener OIP₃ des integrierten MSTP-Filters über den Arbeitsfrequenzbereich von 1 GHz bis 3 GHz. Daten nach [Sch+19].

eine Abstimmbarkeit der Arbeitsfrequenz f_c von 66 %, die deutlich über der Abstimmbarkeit der einzelnen Stoppbänder mit ≈ 29 % liegt.

Die Großsignaluntersuchung wurde wie in den vorangegangenen Abschnitten mit dem Messaufbau aus Abschnitt 4.3 durchgeführt. Die Ergebnisse der Linearitätsmessung für die entsprechenden Arbeitsfrequenzen f_c sind in Abbildung 5.33 abgebildet. Der gemessene OIP₃ liegt zwischen der unteren und oberen Grenze des Abstimmbereichs von 66,6 dBm bis 70,4 dBm. Die Schwankung des OIP₃ ist durch die unterschiedlichen Steuerzustände der Varaktoren und den Abständen zwischen der Arbeitsfrequenz zur Mittenfrequenz der Stoppbänder begründet. Für die Untersuchungen der Leistungstragfähigkeit des Filternetzwerks, wurde ein zusätzliches Dauerstrichsignal bei der Arbeitsfrequenz f_c mit einem Leistungspegel zwischen 0 dBm und 43 dBm eingespeist, siehe Abschnitt 4.3. Die Untersuchungen der Leistungstragfähigkeit zeigten im gesamten Abstimmbereich bis zum messtechnisch begrenzten Leistungspegel von 43 dBm keine Eigenaussteuerung sowie Kompression des Durchlassbereichs.

Tabelle 5.1: Zusammenfassung rekonfigurierbarer Ausgangsfilter.

Ausgangsfilter	f_c / GHz	τ_{f_c} / %	IL / dB bei f_c	Dämpfung Harm. / dB 2. bei f_2 3. bei f_3
BP	1 – 1,55	35	0,6 – 1,8	4 – 12 10 – 25
MSTP kas.	0,8 – 3	73	0,6 – 3,4	10 – 50 20 – 50
MSTP int.	1 – 3	66	0,7 – 1,8	10 – 40 16 – 60

Neben den Vorteilen der guten Klein- und Großsignaleigenschaften des kaskadierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters weist das integrierte Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter zusätzlich eine kompakte Realisierung auf.

5.4 Verstärkermodule

In diesem Abschnitt werden drei kontinuierlich steuerbare digitale Verstärkermodule bestehend aus den vorgestellten Ausgangsfiltern aufgebaut und untersucht. In Tabelle 5.1 sind die Kleinsignalparameter der in den letzten Abschnitten vorgestellten rekonfigurierbaren Ausgangsfilter aufgelistet. Hierbei lassen sich die Vorteile des neuartigen Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter-Konzepts insbesondere in Bezug auf die Abstimmbarkeit und die Einfügedämpfung erkennen. Die Verstärkermodule bestehen aus drei Hauptkomponenten: einer Versorgungsplatine, dem Leistungsverstärker-MMIC und dem kontinuierlich steuerbaren Ausgangsfilter. Die Versorgungsplatine dient der Verbindung der Speisespannungen und des Eingangssignals des Leistungsverstärkers. Der Querschnitt eines Verstärkermoduls ist in Abbildung 5.34 gezeigt. Die einzelnen Komponenten sind auf einer Montageplatte aus Kupfer montiert. Dabei ist der Leistungsverstärker für eine optimale Kühlung auf die Montageplatte aufgelötet. Die Komponenten sind mit Bonddrähten verbunden, deren parasitäre Induktivität liegt bei ≈ 300 pH nach der Abschätzung von [Xia01]. Der Modulator ist bei diesem Aufbau in die Software zur Signalgenerierung integriert, wobei der Modulator von Hühn *et al.* [HWH17] emuliert wird.

In Abbildung 5.35 sind die aufgebauten Verstärkermodule gezeigt: (a) steuerbares Bandpassfilter, (b) kaskadiertes und (c) integriertes steuerbares Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter. Die Gleichstromversorgung des Verstärkers erfolgt über vier Präzisionsstromquellen, die gleichzeitig den Ausgangsstrom und die anliegende Spannung zur Bestimmung der Effizienz messen.

Die Verstärkermodule werden in diesem Abschnitt auf ihre Ausgangsleistung P_{out} und Drain-Effizienz η_{drain} der digitalen Gegentaktendstufe untersucht, siehe Abbildung 5.3 a. Zusätzlich wird das Spektrum am Ausgang des Verstärkermoduls im Bezug auf die Unterdrückung der Harmonischen betrachtet. Als Gütezahl für die abstimmbaren Verstärkermodule wird die Drain-Effizienz η_{drain} der Gegentaktendstufe herangezogen, da die Vorstufen des digitalen Leistungsverstärker-MMICs nicht auf maximale Effizienz optimiert sind. Der Fokus beim verwendeten Leistungsverstärker-MMICs liegt darauf, alle Verstärkerstufen

möglichst robust in einem GaN-MMIC zu integrieren, um diesen direkt mit der Spitze-Spitze-Ausgangsspannung U_{ss} von 0,7 V des Modulators anzusteuern. Die Drain-Effizienz ist nach Gleichung (5.1) durch den Quotienten der Ausgangsleistung des Nutzsignals P_{fc} und der aufgenommenen Leistung der Endstufe $P_{U_{DD}}$ gegeben. Die Messungen werden mit einem Dauerstrichsignal durchgeführt, da der verwendete digitale Leistungsverstärker noch nicht für modulierte Signale optimiert ist. Das digitale Eingangssignal mit der Grundfrequenz f_c und der Spitze-Spitze-Ausgangsspannung U_{ss} für den Leistungsverstärker wird von einem Arbiträr-Funktionsgenerator (engl. *arbitrary waveform generator*, AWG) erzeugt. Die Messungen der steuerbaren Verstärkermodule wurden bei einer Versorgungsspannung der Endstufen U_{DD} von 20 V durchgeführt. In Abbildung 5.36 a ist die gemessene Ausgangsleistung P_{fc} und Drain-Effizienz η_{drain} der Verstärkermodule für ihre jeweiligen Abstimmbereiche aufgetragen. Zum Vergleich der Messdaten ist die simulierte Ausgangsleistung und Drain-Effizienz für einen idealen verlustfreien steuerbaren Bandpassfilter mit einer Eingangsimpedanz $Z_{in} = Z_{PA} = 43 \Omega$ gezeigt.

Das Verstärkermodul basierend auf dem steuerbaren Bandpassfilter weist eine Ausgangsleistung P_{fc} zwischen 31,9 dBm und 32,8 dBm bei der minimalen und maximalen Arbeitsfrequenz f_c auf. Es lässt sich erkennen, dass die Ausgangsleistung zur oberen Grenze des Abstimmbereichs monoton steigt. Zur Analyse dieses Verhaltens ist die Eingangsimpedanz Z_{in} bei der Arbeitsfrequenz f_c im Arbeitsfrequenzbereich des steuerbaren Bandpassfilters in Abbildung 5.36 b dargestellt. Es ist ersichtlich, dass Z_{in} des steuerbaren Bandpassfilters von $(34 + j6) \Omega$ zu $(32 + j45) \Omega$ einen steigenden imaginären Anteil zu höheren Mittenfrequenzen f_0 und folglich höheren Arbeitsfrequenzen f_c zeigt. Die steigende Ausgangsleistung lässt sich durch einen steigenden positiven imaginären Anteil $\text{Im}(Z_{in}) > 0$ zu höheren Frequenzen und somit besserer Leistungsanpassung der Verstärkerimpedanz Z'_{PA} erklären. Dieses Verhalten lässt auf einen negativen Imaginärteil der Verstärkerimpedanz $\text{Im}(Z'_{PA}) < 0$ und folglich auf einen parasitären kapazitiven Anteil der Gegentaktendstufe schließen. Die Drain-Effizienz liegt im Abstimmbereich zwischen 61 % und 73 % bei der minimalen beziehungsweise maximalen Arbeitsfrequenz.

Das Verstärkermodul, basierend auf einem kaskadierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter, zeigt einen welligen Verlauf der Ausgangsleistung P_{fc} von 31 dBm zu 24,8 dBm im Arbeitsfre-

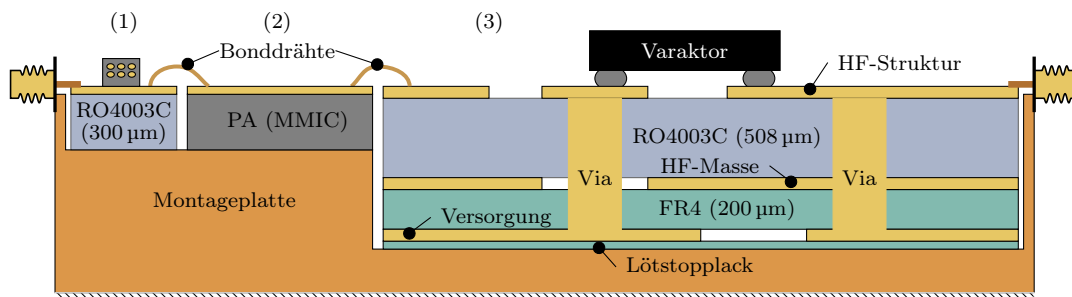


Abbildung 5.34: Querschnitt eines steuerbaren Verstärkermoduls: (1) PA Versorgungsnetzwerk und Anschlussplatine, (2) Leistungsverstärker-MMIC und (3) steuerbares Ausgangsfilter in mehrlagiger Aufbauweise [Sch+19].

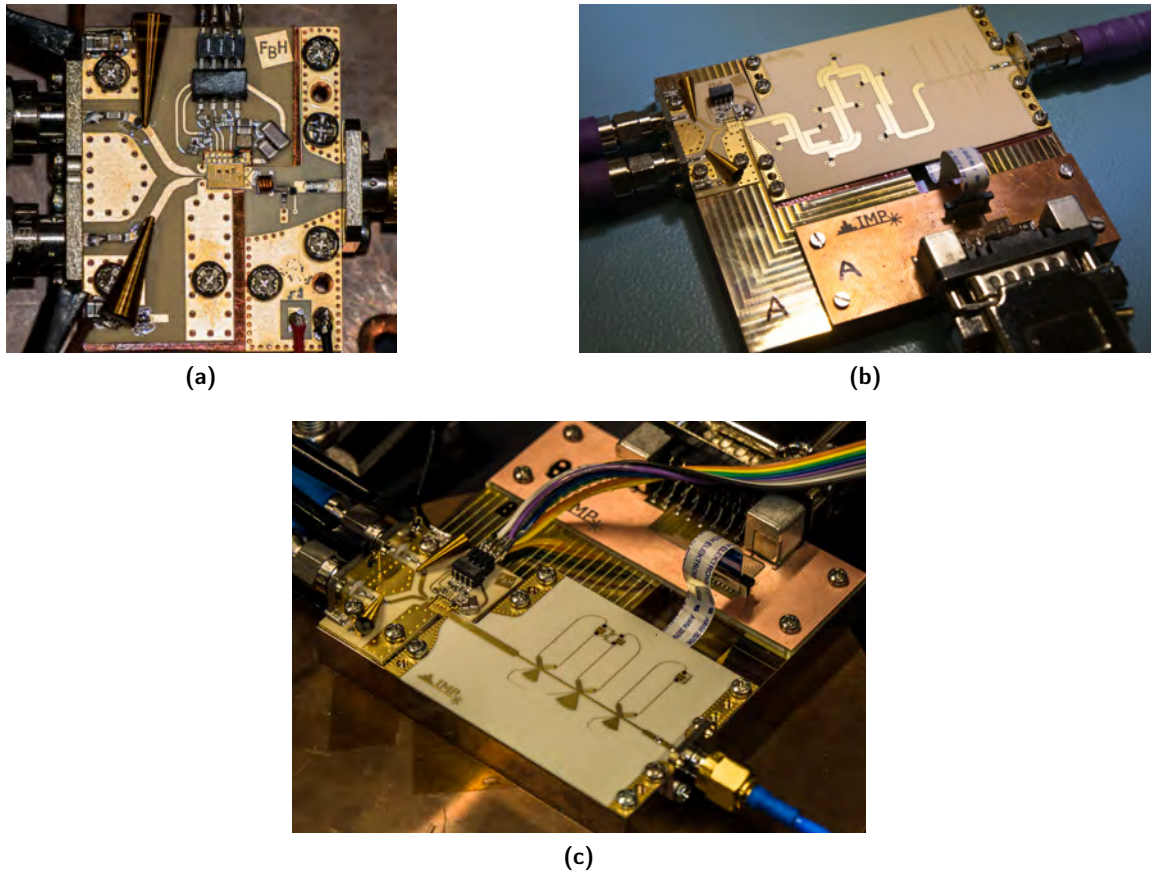


Abbildung 5.35: Foto der realisierten steuerbaren Verstärkermodule: (a) steuerbares Bandpassfilter, (b) kaskadiertes und (c) integriertes steuerbares MSTP-Filter.

quenzbereich. Der wellige Verlauf der Ausgangsleistung lässt sich auf eine Fehlanpassung der Eingangsimpedanz des Filters zurückführen. Die maximale Ausgangsleistung von 31,9 dBm wird bei der Filterkonfiguration für eine Arbeitsfrequenz von 1,2 GHz erzielt. Weitere lokale Maxima der Ausgangsleistung befinden sich bei 1,9 GHz und 2,5 GHz. Die Eingangsimpedanz Z_{in} liegt bei den Maxima der Ausgangsleistung bei $(31 + j6,5) \Omega$, $(30 + j12,4) \Omega$ und $(38,7 + j6) \Omega$ der Frequenz aufsteigend sortiert, wobei der Imaginärteil im positiven Bereich liegt. Dieses Verhalten bestätigt die Annahme einer besseren Leistungsanpassung des Verstärkers aufgrund eines positiven Imaginärteils der Eingangsimpedanz. Die Drain-Effizienz des Verstärkermoduls liegt zwischen 89,8 % bei der minimalen Arbeitsfrequenz und 13 % bei der oberen Grenzfrequenz.

Das Verstärkermodul, basierend auf dem integrierten MSTP-Filter, zeigt eine Ausgangsleistung P_{fc} zwischen 30,3 dBm und 27,7 dBm bei der unteren beziehungsweise der oberen Begrenzung des Abstimmbereichs. Die maximale Ausgangsleistung von 30,6 dBm wird bei der Arbeitsfrequenz von 1,7 GHz und einer Eingangsimpedanz von $(38 + j7) \Omega$ erzielt. Die Ausgangsleistung sowie die Drain-Effizienz zeigt eine geringere Welligkeit im Vergleich zu

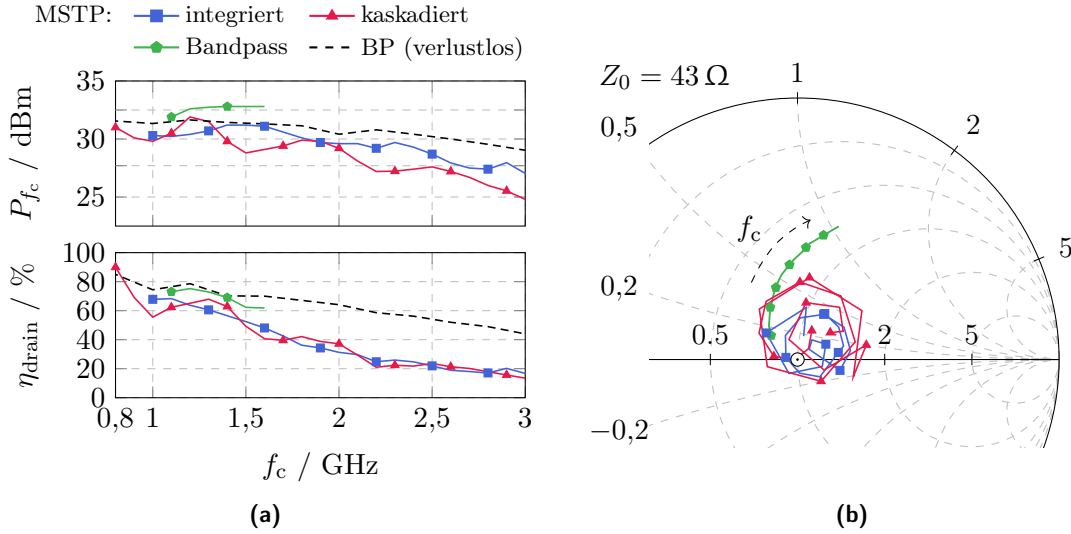


Abbildung 5.36: (a) Gemessene und simulierte (gestrichelt) Ausgangsleistung P_{f_c} und Drain-Effizienz η_{drain} der steuerbaren Verstärkermodule (b) Eingangsimpedanz Z_{in} der steuerbaren Ausgangsfilter. Daten teilweise nach [Sch+19].

den Messdaten des kaskadierten MSTP-Filters. Dies ist in einer annähernd konstante Eingangsimpedanz des integrierten MSTP-Filters begründet. Das Verstärkermodule zeigt einen annähernd gleichen Verlauf der Drain-Effizienz wie die kaskadierte Filtertopologie und liegt im Abstimmbereich zwischen 70 % und 18 %.

Die Ausgangsleistung P_{f_c} sowie die Drain-Effizienz η_{drain} der steuerbaren Verstärkermodule zeigen einen abnehmenden Verlauf zu höheren Frequenzen. Dieser Trend lässt sich auch in den Simulation unter Verwendung eines idealen Bandpassfilters erkennen, siehe Abbildung 5.36 a. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die abnehmende Impulsbreite des Eingangssignals mit steigender Frequenz zu höheren Schaltverlusten in der Gegentaktstufe führt. Die Ausgangskapazitäten der Transistoren werden bei jedem Schaltereignis geladen und entladen, wodurch nicht ideale Schalttransienten zu höheren Frequenzen an Bedeutung gewinnen [Raa+03a]. Mit sinkender Impulsbreite steigt die Verzerrung durch die vier Verstärkerstufen. Dadurch kann es zu Verlusten einzelner Pulse kommen. Darüber hinaus führen geringe Schwankungen in der Versorgungsspannung der einzelnen Verstärkerstufen zu Verzerrungen des Signals. Im digitalen Betrieb beziehungsweise Pulsbetrieb zeigen die verwendeten GaN-HEMTs einen bis zu fünffach höheren dynamischen Widerstand R_{ON} als im linearen Betrieb, wodurch sich die Verluste in den Transistoren erhöhen. Dies lässt sich auf *trapping effects* in der verwendeten GaN-Technologie zurückführen [Men+18]. Diese sind Gegenstand aktueller Forschung und konnten noch nicht abschließend gelöst werden [Bis15].

Um die Performanz des MSTP und des Bandpassfilter-Konzepts zu vergleichen, wurden die Leistungsdichtespektren (engl. *power spectral density*, *PSD*) des steuerbaren Bandpass- und integrierten MSTP-Filters für die minimale Filterkonfiguration bei $f_c = 1$ GHz aufgetragen.

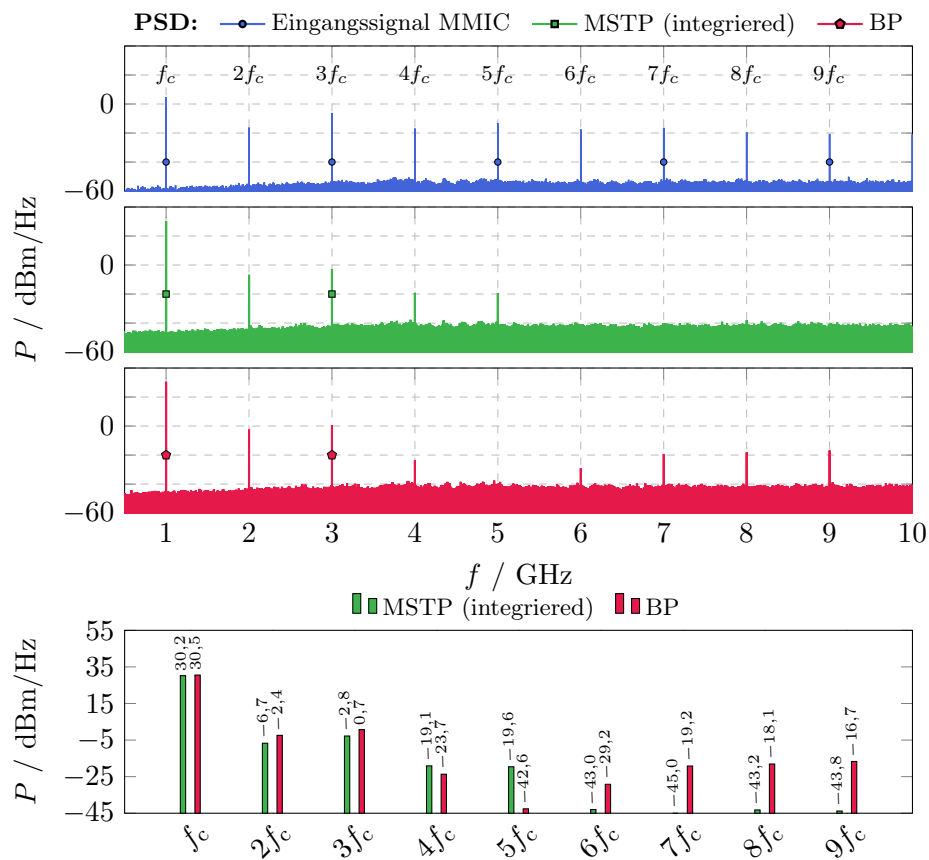


Abbildung 5.37: Leistungsdichtespektren des Eingangssignals (Ausgangssignal des Modulators) und Ausgangssignal des steuerbaren Leistungsverstärkermoduls. Die untere Graphik zeigt die Leistungspegel der 1. bis zur 9. Harmonischen des steuerbaren Bandpassfilters und des integrierten MSTP-Filters. Daten teilweise nach [Sch+19].

Zum Vergleich ist das Spektrum des Eingangssignals des Leistungsverstärker-MMICs der Leistungsstufe beziehungsweise das Ausgangssignal des AWG gezeigt. Die Spektren des steuerbaren Bandpassfilters und des integrierten MSTP-Filters sind in der oberen Grafik in Abbildung 5.37 dargestellt. In der unteren Grafik sind die Leistungspegel von der ersten bis zur neunten Harmonischen am Ausgang der steuerbaren Ausgangsfilter gezeigt. Die Messungen des integrierten MSTP-Filters zeigen im Vergleich zu dem Bandpassfilter eine um $\approx 3 \text{ dB}$ höhere Unterdrückung der zweiten und dritten Harmonischen, welche den größten Einfluss auf die Signalverzerrungen haben. Für die vierte und fünfte Harmonische zeigt das Bandpassfilter eine höhere Unterdrückung als des MSTP-Ausgangsfilter. Diese Unterdrückung wird durch eine parasitäre Nullstelle bei 4,9 GHz im Sperrbereich des Bandpassfilters verursacht. Aus dem Spektrum des integrierten MSTP-Filters wird bei höheren Frequenzen ersichtlich, dass eine um 13 dB höhere Unterdrückung im Vergleich zum steuerbaren Bandpassfilter besteht.

5.5 Einordnung mit anderen Arbeiten

Eine Einordnung der digitalen Leistungsverstärker kann auf der Grundlage verschiedener Aspekte erfolgen. Klassische nicht steuerbare Leistungsverstärker werden in der Literatur hauptsächlich nach der Ausgangsleistung, dem Power back-off sowie der Drain-Effizienz klassifiziert. Erste Publikationen von mehrkanaligen Systemen erweitern die Parameter durch die Abstimmgranualität in die Klassen der statischen, mehrkanaligen und kontinuierlichen Systeme. Die in dieser Arbeit untersuchten und entwickelten Konzepte konnten zur erstmaligen Realisierung von kontinuierlich steuerbaren digitalen Leistungsverstärkern verwendet werden. Zur Einordnung und zum Vergleich der untersuchten steuerbaren Verstärkermodule dient die Abstimmbarkeit der Arbeitsfrequenz τ_{fc} als Gütezahl. In Tabelle 5.2 sind die Ergebnisse dieser Arbeit und eine Auswahl an digitalen Leistungsverstärkern aufgelistet. Hierbei basieren die Verstärkermodule mit der Kennzeichnung (\ddagger) auf dem gleichen Leistungsverstärker-MMIC und unterscheiden sich ausschließlich in dem verwendeten Ausgangsfilter.

Tabelle 5.2: Vergleich von digitalen Leistungsverstärkern.

Referenz	Type	f_c / GHz	τ_{fc} / %	η_{drain} / %	P_{out} / dBm
BP\ddagger	continuous	1 – 1,55	35	73 – 61	32,8 – 31,9
MSTP kas.\ddagger	continuous	0,8 – 3	73	89,8 – 13	31 – 24,8
MSTP int.\ddagger	continuous	1 – 3	66	70 – 18	30,3 – 27,7
[WMH15]\ddagger	tri-band	0,8 1,6 2,6	-	89 56 41	34 31 28
[Wen+15]\ddagger	single-band	0,84	-	82	37,9
[Wen+13]	dual-band	0,8 1,8	-	75 46	34,6 33,8
[Kim+11]	single-band	0.8	-	75	17
[Hun+07]	single-band	0.8	-	62	21
[HWH18]	single-band	0.9	-	80	34,8

\ddagger Unter Verwendung des gleichen Leistungsverstärker-MMIC.

Der Ansatz eines steuerbaren Bandpassfilters erzielte zum ersten Mal einen kontinuierlich abstimmbaren digitalen Leistungsverstärker mit einer Abstimmbarkeit τ_{fc} von 35 % bei einer Drain-Effizienz von über η_{drain} 60 % im gesamten Arbeitsbereich. Durch die Entwicklung eines neuen steuerbaren Ausgangsfilterkonzepts konnte eine Abstimmbarkeit der Arbeitsfrequenz τ_{fc} deutlich über der Abstimmbarkeit der verwendeten steuerbaren Resonatoren erreicht werden. In der Untersuchung wurde ein kaskadiertes und integriertes Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter aufgebaut, das Abstimmbarkeiten τ_{fc} von 73 % beziehungsweise 66 % erzielten. In den Messungen zeigte der integrierte Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter eine um 3 dB höhere Unterdrückung der 2. und 3. Harmonischen im Vergleich zum steuerbaren Bandpassfilter. Die steuerbaren Leistungsverstärkermodule wiesen einen deutlichen Abfall der Drain-Effizienz auf ein Minimum von 13 % bei der maximalen Arbeitsfrequenz von 3 GHz. Dieser Abfall ist einerseits in einer sinkenden Effizienz des verwendeten Leistungsverstärker zu höheren Frequenzen hin begründet. Andererseits steigen die Verluste der steuerbaren Ausgangsfilter zu höheren Frequenzen hin an.

Allgemein zeigen digitale Verstärker in GaN-Technologie Ausgangsleitungen im Bereich von 27 dBm bis zu 38 dBm [Wen+19; Wen+13; WMH15; Wen+15], wohingegen Verstärker in CMOS-Technologie (engl. *complementary-metal-oxide-semiconductor*, *CMOS*) Ausgangsleistungen im Bereich von ≈ 25 dBm erreichen [Kim+11; Hun+07]. Statische digitale Verstärkermodule unter Verwendung des gleichen Leistungsverstärker-MMICs in [Wen+15] zeigen eine Drain-Effizienz von 82 % bei 800 MHz. Das Mehrkanalkonzept in [WMH15; Wen+13] erweitert die Verstärkermodule um zusätzliche statische Frequenzbänder. Ein Nachteil von Mehrkanallösungen sind jedoch die limitierten Frequenzkombinationen der einzelnen Nutzbänder, da die Durchlassbereiche nicht bei Harmonischen der anderen Bänder platziert werden können.

Darüber hinaus weisen die Arbeiten [Wen+19; Wen+13; WMH15; Wen+15] den gleichen Trend einer sinkenden Drain-Effizienz zu höheren Frequenzen hin auf. Die erste Kombination eines kontinuierlich abstimmbaren Ausgangsfilters mit einem digitalen Leistungsverstärker, der einen weiten Abstimmbereich zwischen 800 MHz und 3 GHz aufweist, ist von großer Bedeutung für zukünftige flexible Systeme.

Für eine optimale Ansteuerung der rekonfigurierbaren Filternetzwerke lässt sich diese in den Modulator integrieren. Hierzu wird ein Teil des Ausgangssignals dem Modulator zur Verfügung gestellt. Aus dem Signal kann die Filterkonfiguration extrahiert werden und folglich die einzelnen steuerbaren Komponenten optimal eingestellt werden. Weiterhin kann das System bestehend aus dem Leistungsverstärker und dem steuerbaren Ausgangsfilter durch den verwendeten Modulator linearisiert werden. Dies wird Gegenstand zukünftiger Arbeiten sein.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurden rekonfigurierbare Filternetzwerke für zukünftige energieeffiziente Transceiver umfassend untersucht und unter Klein- und Großsignalbedingungen validiert. Filternetzwerke stellen eine der Schlüsselkomponenten eines rekonfigurierbaren Transceivers für *software defined radios* und *cognitive radios* dar. Insbesondere das *cognitive radio*, eine Weiterentwicklung des *software defined radio*, erhöht die spektrale Effizienz durch einen dynamischen Zugriff auf das zur Verfügung stehende Spektrum und erfordert dafür einen universellen Multiband- und Multistandardbetrieb des Transceivers. Flexible und energieeffiziente Transceiver erhalten daher gerade in Anbetracht der fortwährend steigenden Anzahl an Mobilfunkteilnehmern, dem Ausbau der Kommunikationsdienste und der zukünftigen Mobilfunk-Netzwerkinfrastruktur immer größerer Bedeutung.

Innerhalb steuerbarer HF-Frontends werden unterschiedliche Anforderungen an die Komponenten im Sende- und Empfangspfad gestellt. Für deren Implementierung stehen unterschiedliche Technologien steuerbarer Komponenten und funktionaler Materialien zur Verfügung. Im Rahmen einer systematischen Technologieevaluation wurden kommerzielle Varaktoren in Halbleiter- und BST-Dünnschicht-Technologie sowie experimentelle Varaktoren in BST-Dickschicht-Technologien in einem Filternetzwerk in Bezug auf ihre Klein- und Großsignaleigenschaften untersucht und verglichen. Hierbei wurden in der Kleinsignaluntersuchung die Abstimmbarkeit, Filter-Charakteristik und den Gütefaktor der Resonatoren analysiert sowie in der Großsignaluntersuchung die Linearität, Eigenaussteuerung und die Leistungstragfähigkeit betrachtet. Filternetzwerke in Halbleiter-Technologie zeigen einen hohen Gütefaktor bei einer hohen Abstimmbarkeit, unterliegen jedoch den Filternetzwerken in BST-Technologie in den Großsignaleigenschaften. Somit eignen sich Filternetzwerke in Halbleiter-Technologie besonders für Anwendungen im Empfangspfad. BST-Dünnschicht-Varaktoren kombinieren eine hohe Abstimmbarkeit mit einer hohen Linearität sowie Leistungstragfähigkeit und stellen somit einen Hauptkandidaten speziell für den Einsatz im Sendepfad dar. Das entwickelte Filternetzwerk mit experimentellen BST-Dickschicht-Varaktoren mit einer Leistungstragfähigkeit von ≈ 40 dBm und einem IIP_3 von über 42 dBm eignet sich besonders für Leistungsanwendungen. Insbesondere konnte keine Eigenaussteuerung des Filternetzwerks in der Messung nachgewiesen werden. Eine Optimierung des Fertigungsprozesses ergibt eine geringere Streuung der Varaktorkapazität und damit einhergehend eine verbesserte Abstimmbarkeit des Filternetzwerks. Die Ergebnisse der Untersuchung bilden die Grundlage zur Technologieauswahl beim Entwurf rekonfigurierbarer Filter für unterschiedliche Anwendungsszenarien.

Für den Empfang und die Selektion einzelner Frequenzbänder werden Preselektor-Filter mit hoher Abstimmbarkeit und einer konstanten definierten Filter-Charakteristik innerhalb des Abstimmbereichs benötigt. In dieser Arbeit wurden Bandpassfilter realisiert, die sowohl eine kontinuierliche abstimmbare Mittenfrequenz und Bandbreite als auch eine

konstante Tschebyscheff-Charakteristik mit einer definierten minimalen *equiripple* Rückflussdämpfung im Abstimbereich aufweisen. Mit den verwendeten steuerbaren Hairpin-Bandpassfiltern wurde eine dedizierte Filtertopologie untersucht, die eine hohe Abstimmbarkeit der Interresonator-Kopplung von bis zu 100 % ermöglicht. Ein in dieser Topologie realisiertes Hairpin-Filternetzwerk im Frequenzbereich zwischen 3 GHz und 4 GHz weist eine hohe Bandbreitenabstimmbarkeit von bis zu 88 % bei einer konstanten definierten Tschebyscheff-Charakteristik auf. Darüber hinaus kann das Filternetzwerk in drei Abstimmmodi betrieben werden: Der erste Abstimmmodus entspricht einer abstimbaren Bandbreite bei einer konstanten Mittenfrequenz, der zweite einer abstimbaren Mittenfrequenz bei einer konstanten absoluten Bandbreite und der dritte einer individuell rekonfigurierbaren Bandbreite und Mittenfrequenz. Die Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz beträgt maximal 24 %. Die Mittenfrequenzabstimmbarkeit kann durch ein optimiertes Versorgungsnetzwerk ohne statische Kapazitäten weiter erhöht werden. Die Untersuchung wurde durch einen quergekoppelten Bandpassfilter erweitert, um eine hohe Selektivität beziehungsweise Flankensteilheit bei moderater Einfügedämpfung zu erreichen. Hierzu wurden in den Bandpassfilter Übertragungsnullstellen symmetrisch um den Durchlassbereich positioniert. Dies führt aufgrund einer komplexeren Koppelstruktur zu einer reduzierten Abstimmbarkeit des Filternetzwerks.

Einen weiteren Optimierungsansatz zur noch kompakteren Realisierung von Bandpassfiltern mit hoher Abstimmbarkeit bieten Multi-Mode-Resonatoren. In den Arbeiten von Mao *et al.* [Mao+13] konnte unter Verwendung von Multi-Mode-Resonatoren in Mikrostreifenleitungstechnologie eine kompaktes Bandpassfilter dritter Ordnung mit einer hohen Abstimmbarkeit bei Frequenzen unter 1,4 GHz demonstriert werden.

Eine weitere Herausforderung für zukünftige Netzwerkinfrastruktur stellt der Multi-Band-Betrieb der Basisstationen dar. Aktuelle digitale Leistungsverstärker bieten zwar ein im Prinzip rein softwaregesteuertes Konzept für das abzudeckende Frequenzband, sind jedoch durch ihr statisches Ausgangsfilter bisher trotzdem auf feste Frequenzbänder limitiert. In dieser Arbeit wurden neuartige rekonfigurierbare Ausgangsfilternetzwerke für digitale Leistungsverstärker entwickelt, um zukünftige Mobilfunk-Frequenzbänder von 700 MHz bis 6 GHz mit einem einzigen Verstärkermodul abzudecken. Aufgrund des hohen Leistungspegels sind an rekonfigurierbare Filternetzwerke in Transmittern besondere Anforderungen gestellt. Einen originären Beitrag dieser Arbeit stellt die Entwicklung eines allgemeinen analytischen Entwurfskonzepts für rekonfigurierbare Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter dar. Dieses Filterkonzept zeigt signifikante Vorteile gegenüber abstimbaren Bandpassfiltern: Zum einen kann die Abstimmbarkeit durch die Anzahl an verwendeten Stoppbändern skaliert und somit eine Abstimmbarkeit erreicht werden, die größer ist als die der verwendeten einzelnen Varaktoren. Dies kann bei Bandpassfiltern nur durch komplexe Hybrid-Varaktoren, bestehend aus einer Vielzahl an einzelnen Varaktoren und Schaltern, ermöglicht werden. Zum anderen vermeidet das in dieser Arbeit verfolgte Konzept steuerbare Resonatoren mit verlustbehafteten Varaktoren in Resonanz bei der Arbeitsfrequenz f_c . Dies ergibt verbesserte Großsignaleigenschaften wie hohe Linearität, Leistungstragfähigkeit, eine geringe Eigenaussteuerung sowie geringere Verluste bei der Arbeitsfrequenz im Vergleich zu abstimbaren Bandpassfiltern.

Das in dieser Arbeit entwickelte Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter-Konzept wurde in unterschiedlichen Filtertopologien realisiert und deren Klein- und Großsignaleigenschaften

untersucht. Das integrierte Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter stellt eine kompakte Realisierung eines rekonfigurierbaren Bandstopp-Filters und eines statischen Tiefpassfilters in einem Filternetzwerk dar. Die Messungen des integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters zeigen einen hohen Abstimmbereich der Arbeitsfrequenz von 1 GHz bis 3 GHz mit einer geringen Einfügedämpfung von maximal 1,8 dB, einem $\text{OIP}_3 > 65 \text{ dBm}$ und einer Leistungstragfähigkeit über 43 dBm. Untersuchungen in Kombination mit einem digitalen Leistungsverstärker zeigen eine Ausgangsleistung von bis zu 32 dBm und eine Drain-Effizienz zwischen 18 % und 70 %. Die kontinuierliche Abstimmbarkeit des Multi-Bandstopp-Tiefpassfilters in Kombination mit digitalen Schaltverstärkern ermöglicht die Realisierung energieeffizienter rekonfigurierbarer Transmitter. Dies reduziert den Energieverbrauch der Netzwerkinfrastruktur und sowohl die Betriebskosten als auch bei Verwendung fossiler Energieträger den CO_2 -Ausstoß. In dieser Arbeit konnte erstmals ein digitaler Leistungsverstärker in Kombination mit einem rekonfigurierbaren Filternetzwerk vorgestellt werden, der eine rekonfigurierbare Arbeitsfrequenz aufweist. Das in dieser Arbeit erschlossene Feld von rekonfigurierbaren digitalen Leistungsverstärkern eröffnet zahlreiche weiterführende Optimierungsansätze:

- Das Potential rekonfigurierbarer digitaler Leistungsverstärker wurde in dieser Arbeit mit Dauerstrichsignalen validiert. Für den Einsatz in modernen HF-Frontends sind weitere Untersuchungen des vorgestellten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter-Konzepts mit modulierten Signalen von großer Relevanz. Eine Weiterentwicklung des in dieser Arbeit verwendeten binäre Schaltverstärker-MMIC wurde von Hühn *et al.* in [HWH18] vorgestellt. Dieser soll in weiterführenden Untersuchungen des digitalen Leistungsverstärkers in Kombination mit dem rekonfigurierbaren Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter mit modulierten Signalen näher betrachtet werden.
- In den vorgestellten Untersuchungen wurde eine ausschließlich vom Arbeitspunkt und Verstärker-Modulationsverfahren abhängige Verstärkerimpedanz angenommen. Für eine optimale Auslegung des Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter-Konzepts muss jedoch auch die Verstärkerimpedanz unter Berücksichtigung der frequenzabhängigen Einflüsse von parasitären Elementen modelliert werden. Durch Weiterentwicklung des Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter-Konzepts kann eine Anpassung einer variierenden Verstärkerimpedanz in das Ausgangsfilter integriert werden, um somit die Ausgangsleistung zu maximieren.
- Das Ausgangsfilter eines digitalen Verstärkers reflektiert idealerweise alle spektralen Anteile außerhalb des Nutzbands in die Endstufe des Verstärkers zurück. Da das nicht einfach zu bewerkstelligen ist und auch die Endstufe die zurückreflektierte Leistung nicht immer effizienzsteigernd verarbeiten kann, werden auch alternative Ansätze verfolgt. Ein ersten Ansatzpunkt für zukünftige Untersuchungen ist in der Arbeit von Johnson *et al.* [AJ12] für statische Ausgangsfilter beschrieben. Dieses Konzept separiert das Nutzsignal von den harmonischen Frequenzanteilen unter Verwendung eines Diplexters und führt die Energie aus den harmonischen Frequenzanteilen als DC-Leistung dem Verstärker zurück. Aufgrund des komplexen Aufbaus dieses Konzepts muss in einem ersten Schritt eine Kosten-Nutzen-Analyse durchgeführt werden. Eine weitere Forschungsarbeit soll die Integration eines solchen Konzepts in das rekonfigurierbare Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter betrachten.

Die Technologieevaluation in dieser Arbeit zeigt das hohe Potential der BST-Dickfilm-Technologie für Leistungsanwendungen im Frequenzbereich bis 10 GHz. Aufgrund ihrer Großsignaleigenschaften stellen BST-Dickfilm-Varaktoren eine Schlüsselkomponente für Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter in Verbindung mit digitalen Leistungsverstärkern dar. In einem ersten Schritt soll aufgrund der aktuellen Fertigungsstreuungen eine Vorselektion der Varaktoren und eine einzelne Implementierung in die Filterstruktur einer integrierten gedruckten Implementierung vorgezogen werden. Für eine kostengünstige integrierte gedruckte Implementierung von BST-Dickfilm-Varaktoren muss in einem weiteren Schritt der Herstellungsprozess des BST-Dickfilms optimiert werden, um die Streuung der Varaktorkapazitäten zu reduzieren.

A Zusammenhang der ABCD-Parameter und der charakteristischen Polynome

Die Transfermatrix \mathbf{ABCD}_N eines Filternetzwerks mit den charakteristischen Polynomen $F(s)$, $P(s)$ und $E(s)$ ergibt sich zu

$$\mathbf{ABCD}_N = \frac{1}{jP(s)/\varepsilon} \begin{bmatrix} A_n(s) & B_n(s) \\ C_n(s) & D_n(s) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

wobei die Einträge das gemeinsame Nenner Polynom $P(s)/\varepsilon$ besitzen. Die Polynome $A_n(s)$, $B_n(s)$, $C_n(s)$ und $D_n(s)$ leiten sich aus den charakteristischen Polynomen wie folgt ab, für eine gerade Filterordnung N gilt

$$A_n(s) = j \operatorname{Im}(e_0 + f_0) + \operatorname{Re}(e_1 + f_1)s + j \operatorname{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \cdots + j \operatorname{Im}(e_N + f_N)s^N \quad (\text{A.2})$$

$$B_n(s) = \operatorname{Re}(e_0 + f_0) + j \operatorname{Im}(e_1 + f_1)s + \operatorname{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \cdots + \operatorname{Re}(e_N + f_N)s^N \quad (\text{A.3})$$

$$C_n(s) = \operatorname{Re}(e_0 + f_0) + j \operatorname{Im}(e_1 + f_1)s + \operatorname{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \cdots + \operatorname{Re}(e_N + f_N)s^N \quad (\text{A.4})$$

$$D_n(s) = j \operatorname{Im}(e_0 + f_0) + \operatorname{Re}(e_1 + f_1)s + j \operatorname{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \cdots + j \operatorname{Im}(e_N + f_N)s^N \quad (\text{A.5})$$

und für eine ungerade Filterordnung N gilt

$$A_n(s) = \operatorname{Re}(e_0 + f_0) + j \operatorname{Im}(e_1 + f_1)s + \operatorname{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \cdots + j \operatorname{Im}(e_N + f_N)s^N \quad (\text{A.6})$$

$$B_n(s) = j \operatorname{Im}(e_0 + f_0) + \operatorname{Re}(e_1 + f_1)s + j \operatorname{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \cdots + j \operatorname{Re}(e_N + f_N)s^N \quad (\text{A.7})$$

$$C_n(s) = j \operatorname{Im}(e_0 + f_0) + \operatorname{Re}(e_1 + f_1)s + j \operatorname{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \cdots + j \operatorname{Re}(e_N + f_N)s^N \quad (\text{A.8})$$

$$D_n(s) = \operatorname{Re}(e_0 + f_0) + j \operatorname{Im}(e_1 + f_1)s + \operatorname{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \cdots + j \operatorname{Im}(e_N + f_N)s^N, \quad (\text{A.9})$$

wobei e_i und f_i die komplexen Koeffizienten der charakteristischen Polynome $E(s)$ beziehungsweise $F(s)/\varepsilon_R$ sind [CKM18].

B Hairpin-Bandpassfilter

Weitere Messung zu Kapitel 3.2.2.

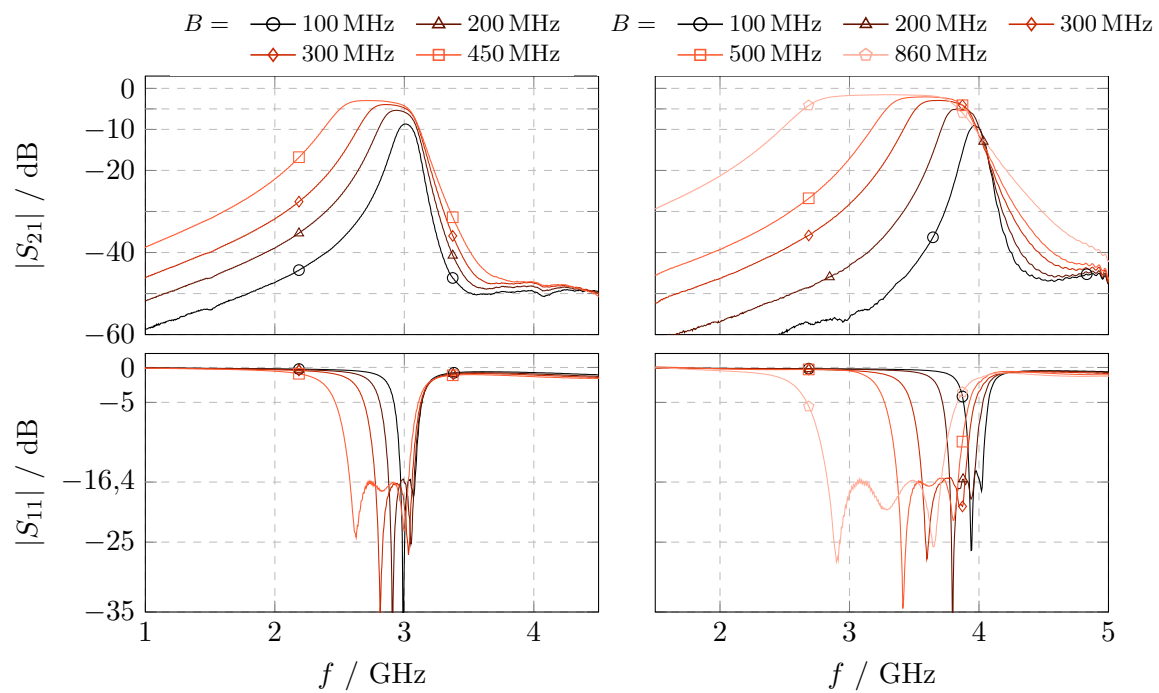


Abbildung B1: Gemessene Streuparameter am Rand des Abstimbereichs **A'**, siehe Abbildung 3.12.

C Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter

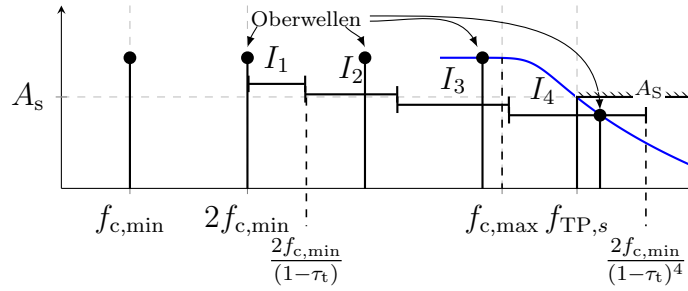


Abbildung B1: Visualisierung der Harmonischen und der Stoppbänder mit ihren Grenzfrequenzen in Abhängigkeit der Abstimmbarkeit τ_t .

Anzahl Harmonische M_h

In Abbildung B1 sind exemplarisch die Harmonischen sowie die Frequenzintervalle und Grenzfrequenzen der Stoppbänder für eine gegebene minimale Arbeitsfrequenz $f_{c,min}$, Sperrfrequenz $f_{TP,s}$ und Abstimmbarkeit der Stoppbänder τ_t gezeigt. Beginnend bei der ersten Harmonischen bei $2f_{c,min}$ ergibt sich die obere Grenzfrequenz des Stoppbandintervalls k zu

$$f_{t,max,k} = \frac{2f_{c,min}}{(1 - \tau_t)^k}, \quad (C.1)$$

wobei τ_t die Abstimmbarkeit der Stoppbänder ist. Das Frequenzintervall I_k ist durch die oberen und unteren Grenzfrequenz definiert

$$I_k = \left[\frac{2f_{c,min}}{(1 - \tau_t)^{(k-1)}}, \frac{2f_{c,min}}{(1 - \tau_t)^k} \right], \quad (C.2)$$

wobei die Länge des Intervalls sich aus der Differenz der Grenzfrequenzen ergibt

$$\Delta I_k = \frac{2f_{c,min}}{(1 - \tau_t)^k} - \frac{2f_{c,min}}{(1 - \tau_t)^{(k-1)}} = \frac{2f_{c,min}\tau_t}{(1 - \tau_t)^k}. \quad (C.3)$$

Index a

Der Index a ab dem die Intervalle nicht mehr aneinander anschließend platziert werden können, leitet sich aus der Bedingung

$$f_{c,\min} \geq \Delta I_a = \frac{2f_{c,\min}\tau_t}{(1 - \tau_t)^a} \quad (\text{C.4})$$

ab. Durch umformen der Gleichung (C.4) ergibt sich der Index a wie folgt:

$$\begin{aligned} 1 &\geq \frac{2\tau_t}{(1 - \tau_t)^a} \\ (1 - \tau_t)^a &\geq 2\tau_t \\ a &\leq \frac{\log(2\tau_t)}{\log(1 - \tau_t)} \\ a &= \left\lfloor \frac{\log(2\tau_t)}{\log(1 - \tau_t)} \right\rfloor. \end{aligned} \quad (\text{C.5})$$

D Versorgungssystem

Das Versorgungssystem wurde im Rahmen dieser Arbeit entwickelt und aufgebaut. Es dient der manuellen sowie automatisierten Ansteuerung von steuerbaren Hochfrequenz-Baugruppen und der vollautomatischen Klein- und Großsignaluntersuchung. Hierzu besitzt das System computergesteuerte Hochfrequenzrelais (SPDT) für automatische Messabläufe, Digital-zu-Analog-Umsetzer-Module (DAC) zur computergesteuerten Erzeugung von Gleich- oder Wechselspannungen mit variabler Amplitude und Frequenz und Verstärker zur Erzeugung von Steuerspannungen von bis zu 100 V.

Steuermodul

Das Steuermodul basiert auf einem Raspberry-Pi-Mikrocomputer und ermöglicht die Steuerung der verschiedenen Module des Versorgungssystems. Zu diesem Zweck wird auf dem Modul eine in Java geschriebene Steuersoftware ausgeführt. Die Hardware-Konfiguration des Versorgungssystems kann für unterschiedliche Messaufgaben in einer Konfigurationsdatei abgelegt werden, in der z. B. die Anzahl an DAC-Kanälen, der Spannungsbereich sowie die Betriebsmodi festgelegt sind. Das Versorgungssystem kann über eine grafische Oberfläche bedient oder via Fernzugriff über die TCP/IP Schnittstelle gesteuert werden. Der Fernzugriff ermöglicht die Automatisierung von Messaufgaben beispielsweise mittels *Python* oder *Matlab*.

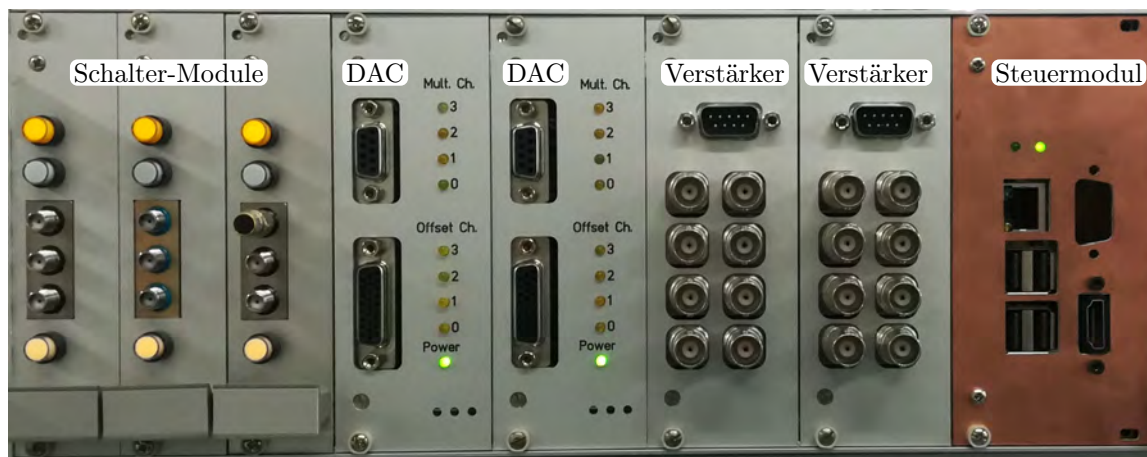


Abbildung D1: Versorgungssystem mit installierten Schalter-, DAC-, Verstärkermodulen und Steuermodul.

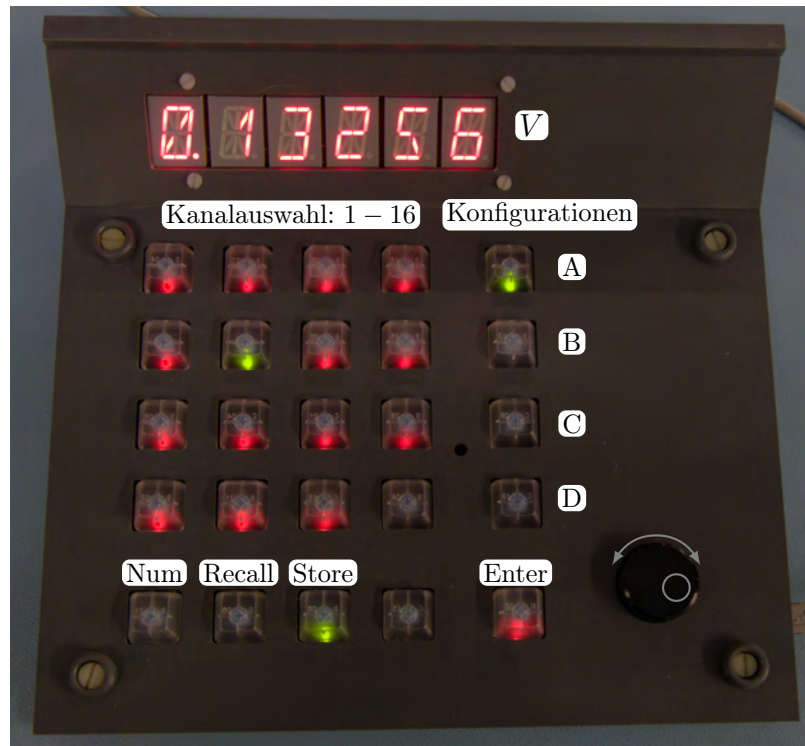


Abbildung D2: Bedientableau des Versorgungssystems.

Bedientableau

Das speziell für das Versorgungssystem entwickelte Bedientableau wird mittels USB an das Steuermodul angeschlossen und besitzt eine 5x5-Tastermatrix, einen Drehencoder sowie ein LED-Display. Jeder der 25 Taster besitzt eine zweifarbige LED, die zur Anzeige bestimmter Zustände der einzelnen Module dient, beispielsweise der Stellung eines Hochfrequenzrelais'. Das Bedientableau eignet sich insbesondere für das Abstimmen von rekonfigurierbaren Filtern mit vielen Steuerspannungen. Eine eingestellte Filterkonfiguration kann in der Steuersoftware hinterlegt werden und über den Fernzugriff bei automatischen Messaufgaben aufgerufen und konfiguriert werden.

DAC-Modul

Das DAC-Modul dient der Erzeugung von analogen Spannungen zur Ansteuerung von rekonfigurierbaren Hochfrequenz-Baugruppen. In Abbildung D3 ist das Blockschaltbild eines DAC-Modus' mit acht Kanälen gezeigt. Die acht Kanäle können als Spannungsquelle mit einer Ausgangsspannung im Bereich zwischen -10 V und 10 V betrieben werden. Die ersten vier Kanäle können darüber hinaus als Verstärker mit einer einstellbaren Verstärkung (engl.

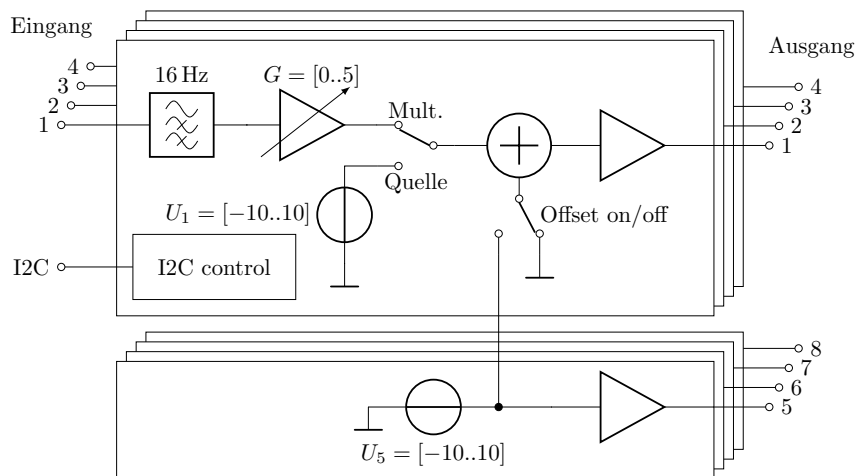


Abbildung D3: Blockschaltbild eines DAC-Moduls.

programmable gain amplifier, PGA) betrieben werden. Hierbei können vier Eingangswechselspannungen im Bereich zwischen -2 V und 2 V um einen Faktor zwischen 0 und 5 verstärkt werden. Zusätzlich kann auf diese Kanäle ein Gleichspannungsanteil der Kanäle fünf bis acht addiert werden.

Schalter-Modul

Das Schalter-Modul (Switch) besitzt ein Hochfrequenzrelais, das als Wechselschalter (SPDT) konfiguriert ist. Dieses kann lokal oder durch das Steuermodul eingestellt werden. Das verwendete Hochfrequenzrelais besitzt eine maximale Arbeitsfrequenz von 26 GHz und eine maximale Leistungstragfähigkeit von 50 W .

Verstärkermodul

Das Verstärkermodul besitzt acht Kanäle mit einem festen Verstärkungsfaktor $G = 10$. Der Eingangsspannungsbereich liegt zwischen -10 V und 10 V . Für unterschiedliche Anwendungsszenarien besitzt das Modul zwei Betriebsmodi: Im ersten Modus liegt die Ausgangsspannung im Bereich zwischen -50 V und 50 V und im zweiten Modus zwischen 0 V und 100 V . Der Ausgangsstrom jedes Kanals ist auf $1,8\text{ mA}$ begrenzt.

E Layouts und Dimensionen der Filternetzwerke

E.1 Allpol-Bandpassfilter, Abschnitt 3.2.2

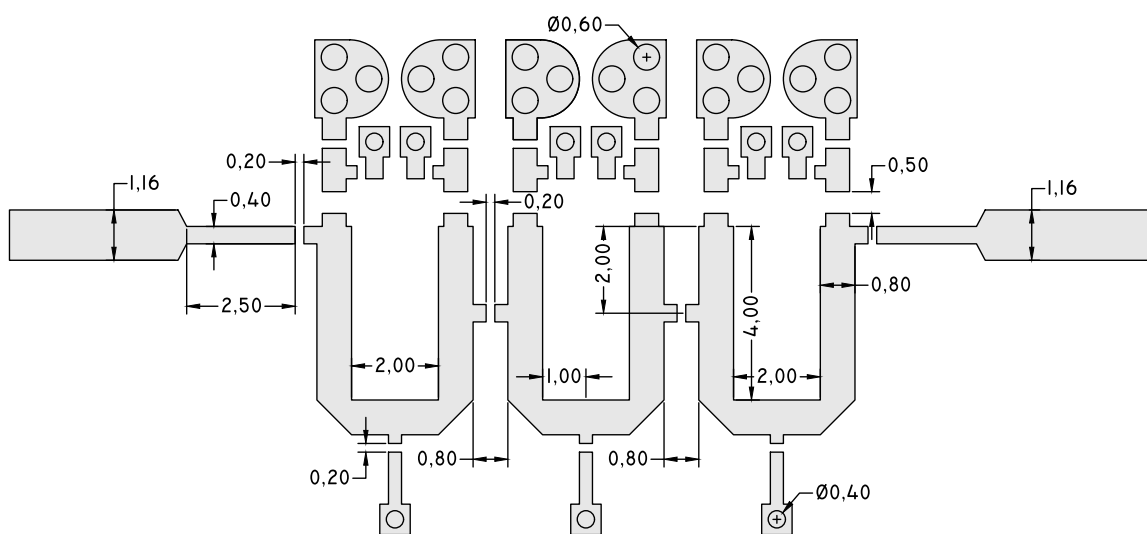


Abbildung E1: Layout des Allpol-Bandpassfilters 3.2.2, alle Dimensionen in mm. Das Filternetzwerk wurde auf dem Hochfrequenzsubstrat *RO4003C* mit einer Permittivität von $\epsilon_r = 3,3$, einer Substratdicke von 508 μm und einer Kupferkaschierung von 35 μm aufgebaut.

E.2 Quergekoppeltes Bandpassfilter, Abschnitt 3.2.3

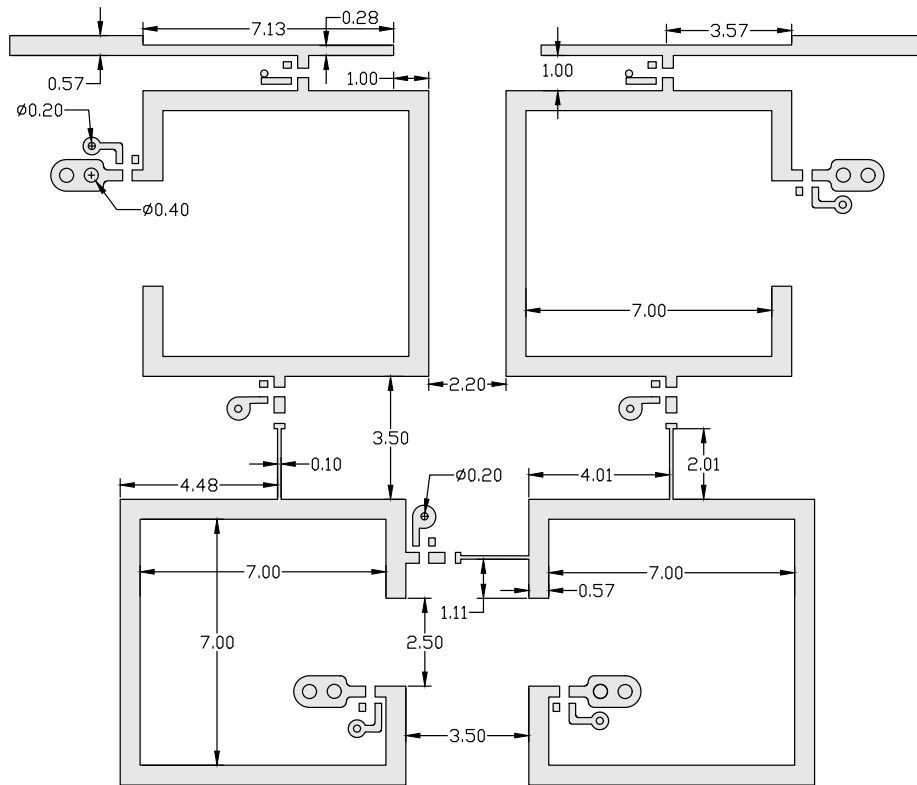


Abbildung E2: Layout des quergekoppelten Bandpassfilters 3.2.3, alle Dimensionen in mm. Das Filternetzwerk wurde auf dem Hochfrequenzsubstrat *RO3010* mit einer Permittivität von ε_r von 10,2, einer Substratdicke von 640 μm und einer Kupferkaschierung von 35 μm aufgebaut.

E.3 Technologieevaluation, Kapitel 4

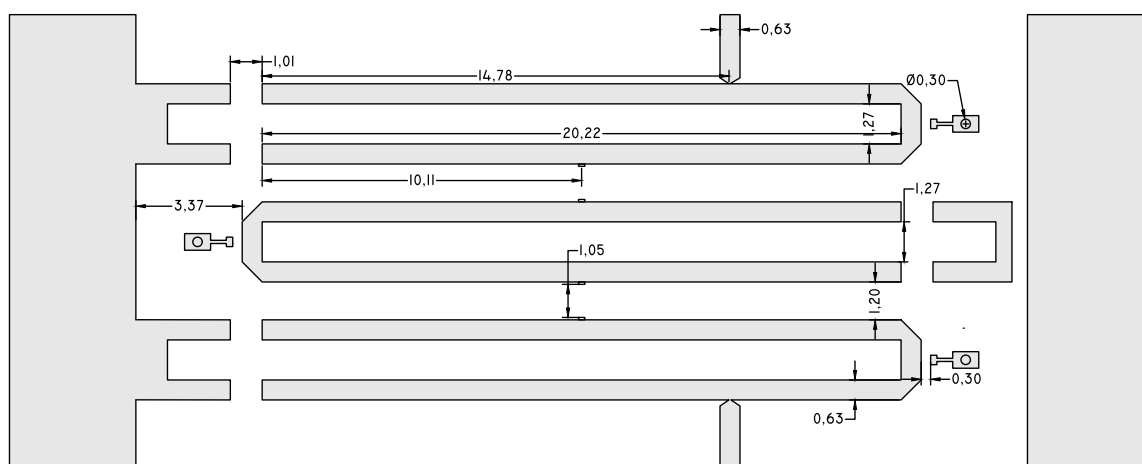


Abbildung E3: Layout des Bandpassfilters für die Realisierung in Halbleiter-Technologie, alle Dimensionen in mm. Das Filternetzwerk wurde auf dem Hochfrequenzsubstrat *RO3010* mit einer relativen Permittivität ϵ_r von 10,2, einer Substratdicke von 640 μm und einer Kupferkaschierung von 35 μm hergestellt.

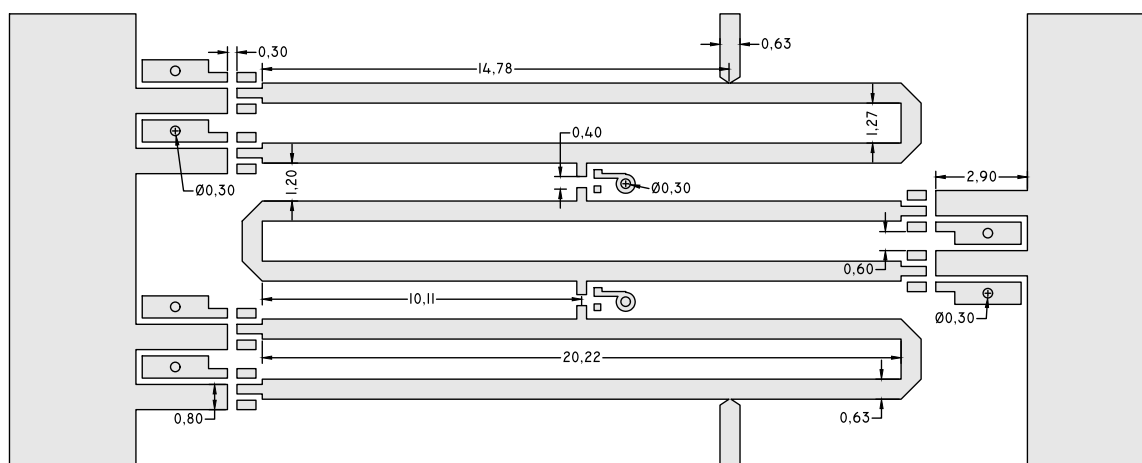


Abbildung E4: Layout des Bandpassfilters für die Realisierung in BST-Dünnschicht-Technologie, alle Dimensionen in mm. Das Filternetzwerk wurde auf dem Hochfrequenzsubstrat *RO3010* mit einer relativen Permittivität ϵ_r von 10,2, einer Substratdicke von 640 μm und einer Kupferkaschierung von 35 μm hergestellt.

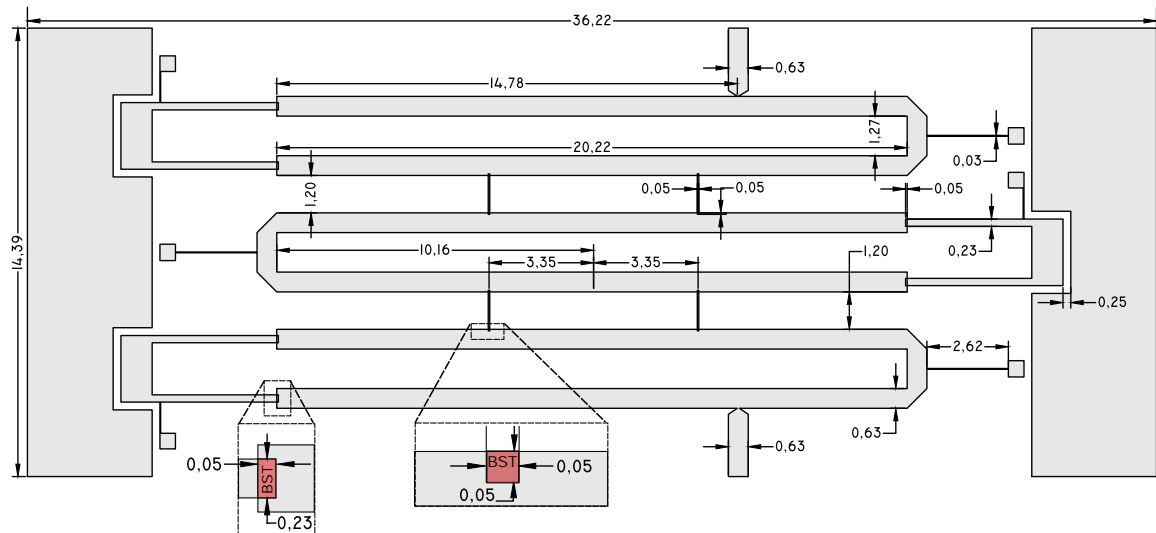
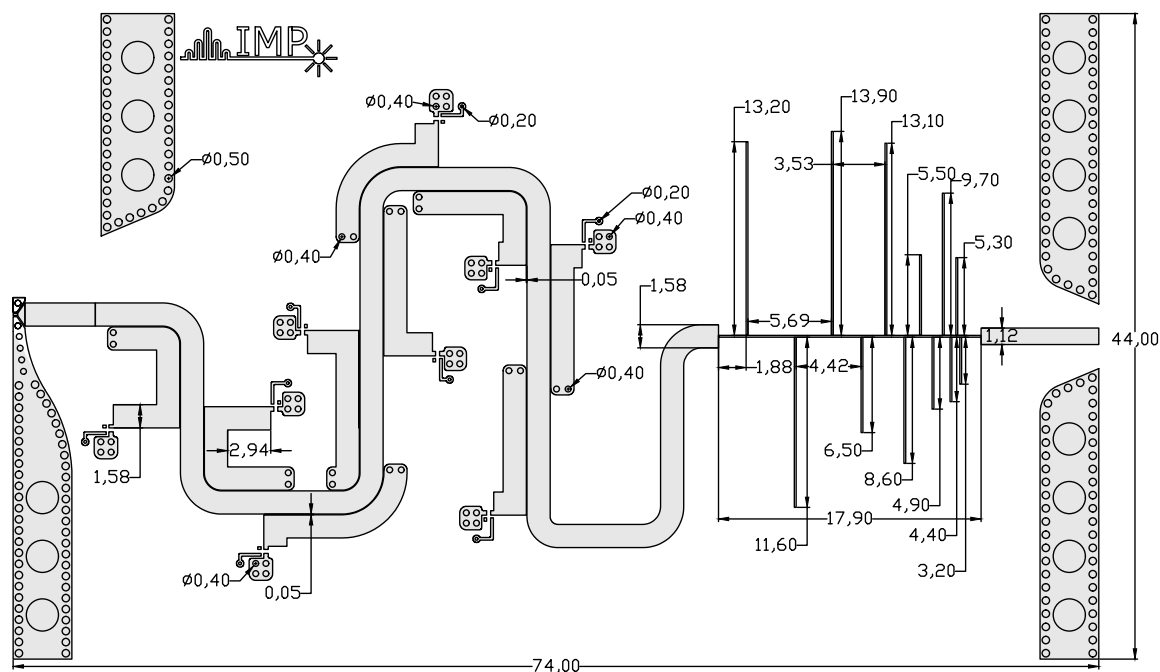
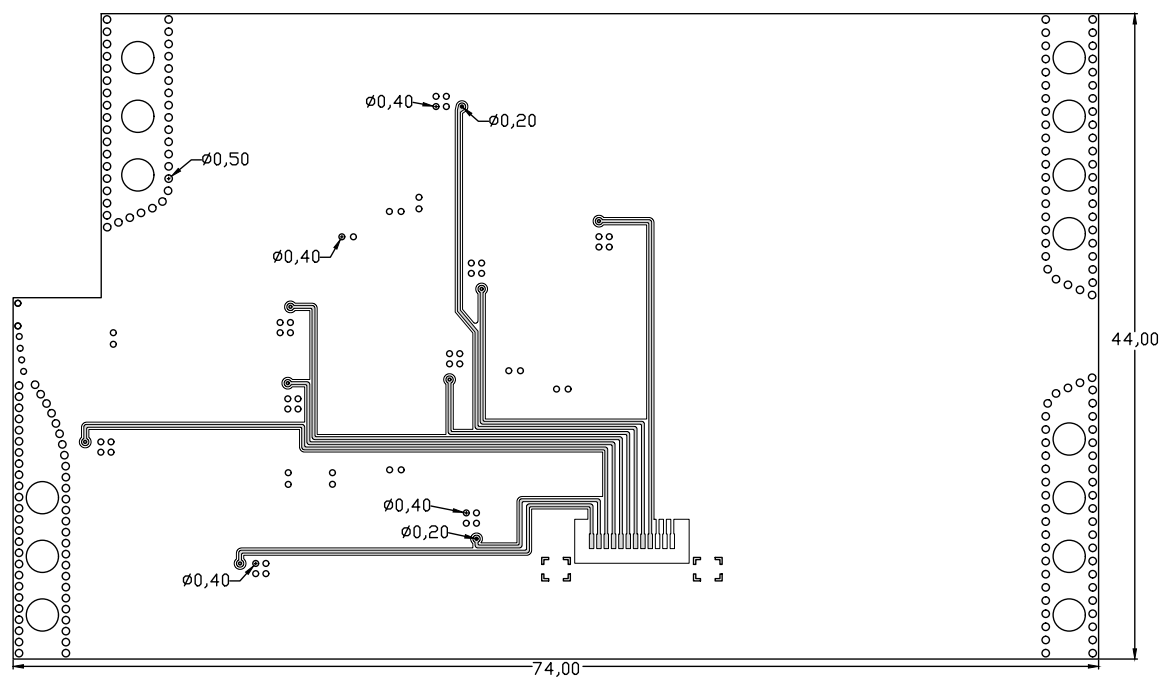


Abbildung E5: Layout des Bandpassfilters für die Realisierung in BST-Dickfilm-Technologie, alle Dimensionen in mm. Das Filternetzwerk wurde auf einem Aluminiumoxid-Keramik-Substrat mit einer relativen Permittivität ϵ_r von 9,6 und einer Substratdicke von $640\text{ }\mu\text{m}$ hergestellt. Die Dicke des im Siebdruckverfahren aufgetragenen BST-Films beträgt $12\text{ }\mu\text{m}$.

E.4 Kaskadiertes Multi-Bandstopp-Tiefpassfilternetzwerk, Abschnitt 5.3.1



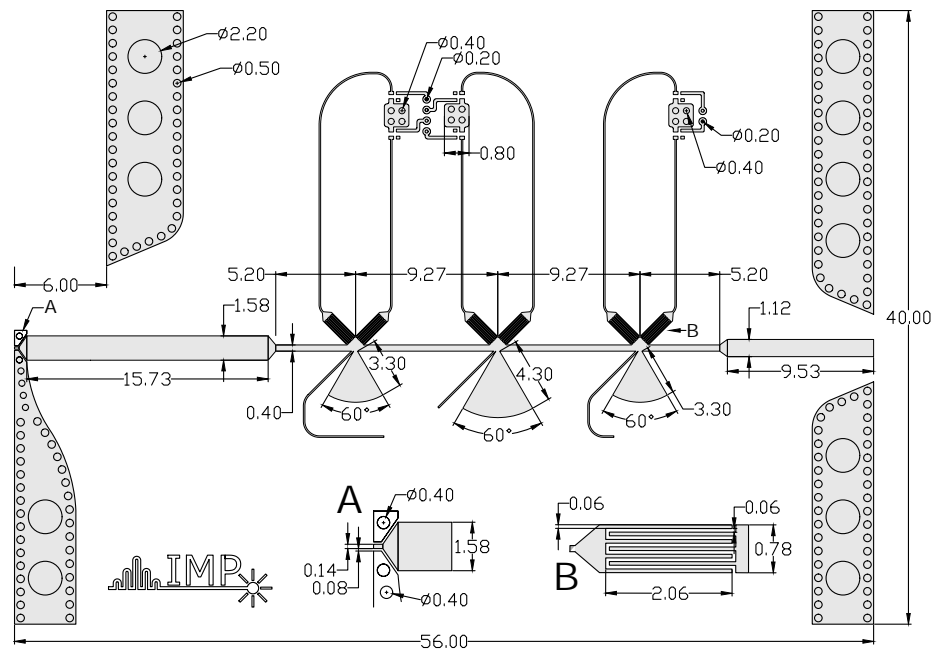
(a) Filternetzwerk (TOP-Layer)



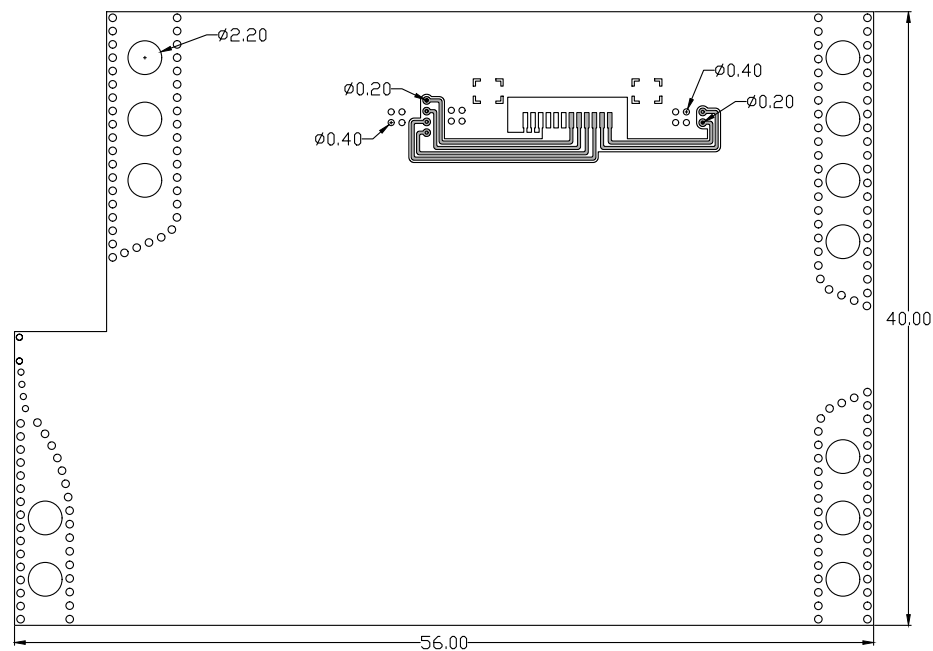
(b) Versorgungsnetzwerk (BOTTOM-Layer)

Abbildung E6: Layout des kaskadierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilternetzwerks, alle Dimensionen in mm. Der Lageraufbau sowie das verwendete Substratmaterial ist in Abbildung 5.21 gegeben.

E.5 Integriertes Multi-Bandstopp-Tiefpassfilternetzwerk, Abschnitt 5.3.2



(a) Filternetzwerk (TOP-Layer)



(b) Versorgungsnetzwerk (BOTTOM-Layer)

Abbildung E7: Layout des integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilternetzwerks, alle Dimensionen in mm. Der Lagenaufbau sowie das verwendete Substratmaterial ist in Abbildung 5.21 gegeben.

Tabelle E1: Filterparameter und Dimensionen des integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilternetzwerks.

Index	i	1, 7	2, 6	3, 5	4	Einheit
Filterparameter	g_i	1.181	1.422	2.097	1.573	
Induktive Segmente						
Breite	w_i	0.4	-	0.4	-	mm
Länge	l_i	5.22	-	9.27	-	mm
Radiale Stichleitung						
Winkel	$\alpha_{\text{rad},i}$	-	60	-	60	°
Länge	$l_{\text{rad},i}$	-	3.3	-	4.3	mm
Eigenfrequenz	$f_{\text{rad},i}$	-	9.24	-	6.68	GHz

Tabelle E2: Dimensionen der zusätzlichen Resonatoren des integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilternetzwerks.

Index	i	1	2	3	Einheit
Breite	$w_{\text{s},i}$	0.1	0.1	0.1	mm
Länge	$l_{\text{s},i}$	11.4	5.8	8.0	mm
Eigenresonanz	$f_{\text{rad},i}$	4.2	8.4	6.1	GHz

Tabelle E3: Dimensionen der Interdigital-Kondensatoren (IDC) des integrierten Multi-Bandstopp-Tiefpassfilternetzwerks.

Parameter	Fingeranzahl	Fingerlänge	Fingerbreite	Schlitzbreite
Einheit		mm	μm	μm
Werte	7	2.06	60	60

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Abkürzungen

ACPR	engl. <i>adjacent channel power ratio</i>
AlGaN	Aluminiumgalliumnitrid
AM	Amplitudenmodulation
AWG	engl. <i>arbitrary waveform generator</i>
BPDSM	engl. <i>Bandpass Delta Sigma Modulation</i>
BST	Barium-Strontium-Titanat
CMOS	engl. <i>complementary metal-oxide-semiconductor</i>
CR	engl. <i>cognitive radio</i>
DUT	engl. <i>device under test</i>
EDSM	engl. <i>Envelope Delta Sigma Modulation</i>
ET	Hüllkurvenfolger, engl. <i>envelope tracking</i>
EVM	engl. <i>error vector magnitude</i>
GaN	Galliumnitrid
GPS	engl. <i>Global Positioning System</i>
GSG	engl. <i>ground-signal-ground</i>
GSM	engl. <i>Global System for Mobile Communications</i>
HEMT	engl. <i>high-electron-mobility transistor</i>
I/O	Input/Output
IDC	Interdigital-Kondensator, engl. <i>inter digital capacitor</i>

IL	Einfügedämpfung, engl. <i>insertion loss</i>
IM	Intermodulationsprodukt
ISM	engl. <i>industrial scientific and medical</i>
ITU	Internationale Fernmeldeunion
L	Last, engl. <i>load</i>
LTCC	Niedertemperatur-Einbrand-Keramiken, engl. <i>low temperature co-fired ceramics</i>
LTE	engl. <i>Long-Term Evolution</i>
MEMS	Mikro-Elektro-Mechanische-Systeme, engl. <i>micro-electro-mechanical systems</i>
MIM	engl. <i>metal-insulator-metal</i>
MIMO	engl. <i>multiple input multiple output</i>
MMIC	engl. <i>monolithic microwave integrated circuits</i>
MSTP	Multi-Bandstopp-Tiefpassfilter
NFC	engl. <i>Near Field Communication</i>
OFDM	Orthogonalen Frequenzmultiplexverfahren, engl. <i>orthogonal frequency division multiplexing</i>
PA	Leistungsverstärker, engl. <i>power amplifier</i>
PM	Phasenmodulation
PSD	Leistungsdichtespektrum, engl. <i>power spectral density</i>
QAM	Quadraturphasenmodulation
RL	Rückflussdämpfung, engl. <i>return loss</i>
RLZ	Raumladungszone
S	Quelle, engl. <i>source</i>
SDR	engl. <i>software defined radio</i>
SiC	Siliziumkarbid
SIW	Substrat-integrierter Wellenleiter, engl. <i>substrate integrated waveguide</i>

SQNR	Signal-zu-Quantisierungsrausch-Verhältnis
TZ	Übertragungsnullstelle, engl. <i>transmission zero</i>
UMTS	engl. <i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
VNA	Vektor-Netzwerkanalysator
VSG	Vektorsignalquelle
WLAN	engl. <i>wireless local area network</i>
YIG	Yttrium-Eisen-Granat, engl. <i>yttrium iron garnet</i>

Symbole

\hat{P}'	Leistungsdichtespektrum
\mathbf{m}	normierte Koppelmatrix
\mathbf{S}	Streuparametermatrix
\mathbf{Y}	Admittanzmatrix
$\Delta B _{f_0}$	Bandbreitenbereich bei einer konstanten Mittenfrequenz
ΔC	Kapazitätsbereich
Δf	Tonabstand
$\Delta f_0 _B$	Mittenfrequenzbereich bei einer konstanten Bandbreite
ε	Reelle Konstante zur Normalisierung der Charakteristischen Polynome
ε_R	Reelle Konstante zur Normalisierung der Charakteristischen Polynome
ε_r	Relative Permittivität
η_{drain}	Drain-Effizienz
IL	Einfügedämpfung
j	Imaginäre Einheit
\mathbf{A}'	Abstimmbereich bei einer definierten Filter-Charakteristik
\mathbf{A}^\bullet	Teilmenge des Abstimmbereich \mathbf{A}' in dem alle Kombination eines Mittenfrequenz- und Bandbreitenintervalls konfigurierbar sind.

IIP_3	Eingangsleistung beim IP_3
IP_3	engl. <i>third-order interception point</i>
$IP_{1\text{ dB}}$	Eingangsleistung beim 1 dB-Kompressionspunkt
OIP_3	Ausgangsleistung beim IP_3
$OP_{1\text{ dB}}$	Ausgangsleistung beim 1 dB-Kompressionspunkt
Ω	Normierte Tiefpassfrequenzvariable
ω	Kreisfrequenz
Ω_c	Normierte Grenzfrequenz des Durchlassbereichs
Φ	Phase
RL	Rückflussdämpfung
τ_g	Gruppenlaufzeit
τ_v	Abstimmbarkeit der Varaktorkapazität
$\tau_B(f_0)$	Bandbreitenabstimmbarkeit bei einer konstanten Mittenfrequenz
τ_C	Abstimmbarkeit der Kapazität
τ_{f_0}	Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz
τ_k	Abstimmbarkeit des Koppelfaktors
τ_{Q_e}	Abstimmbarkeit des externen Gütefaktors
τ_t	Abstimmbarkeit der Mittenfrequenz eines Stoppbands
θ	Elektrische Länge
A_D	Maximale Dämpfungsschwankung im Durchlassbereich
B	Bandbreite
B_Δ	Relative Bandbreite
C	Kapazität
C_0	Statische Kapazität
$E(s)$	Charakteristisches Polynom

f	Frequenz
$F(s)$	Charakteristisches Polynom
f_0	Mittenfrequenz
f_c	Arbeitsfrequenz
f_e, f_m	Eigenfrequenzen
$f_{\text{TP},s}$	Sperrfrequenz des Tiefpassfilters
f_T	Frequenz des Testsignals
f_n	Harmonische
G	Leitwert
g_i	Filterparameter
I_k	Frequenzintervall des k -ten Stoppbands
I_B	Bandbreitenintervall
I_{f_0}	Mittenfrequenzintervall
k	Koppelfaktor
k_E	Magnetischer Koppelfaktor
k_M	Elektrischer Koppelfaktor
L	Induktivität
l_r	Resonatorlänge
M	Ganzzahlvariable (z. B. Filterordnung)
m	normierter Koppelfaktor
M_h	Anzahl an Harmonischen
M_t	Anzahl an benötigten Stoppbänder
N	Ganzzahlvariable (z. B. Filterordnung)
n_{TZ}	Anzahl an Übertragungsnullstellen
$P(s)$	Charakteristisches Polynom

P_{\max}	Leistungstragfähigkeit
P_T	Leistungspegel des Testsignals
P_{IM3}	Leistung des Intermodulationsprodukts dritter Ordnung
P_{f_c}	Ausgangsleistung bei der Arbeitsfrequenz f_c
Q_e	externer Gütefaktor
Q_L	belasteter Gütefaktor
Q_u	unbelasteter Gütefaktor
Q_v	Gütefaktor eines Varaktors
R	Widerstand
R_b	Vorwiderstand des Versorgungsnetzwerks
s	komplexe Tiefpassfrequenzvariable
$s_{11,m}$	m -te Nullstellen des Reflexionskoeffizienten
S_{11}	Reflexionskoeffizient
$s_{21,m}$	m -te Nullstellen des Transmissionskoeffizienten
S_{21}	Transmissionskoeffizient
T_N	Tschebyscheff-Funktion N -ter Ordnung
U	Spannung
U_{DC}	Gleichspannung
U_s	Steuerspannung
X	Reaktanz
Y_{in}	Eingangsadmittanz
Y_{res}	Resonatoradmittanz
Z_0	Systemimpedanz
Z_{in}	Eingangsimpedanz
Z_L	Lastimpedanz, engl. <i>load impedance</i>

Z_l	Wellenimpedanz einer Mikrostreifenleitung
Z_{PA}	Optimale Lastimpedanz des Leistungsverstärkers
Z'_{PA}	Ausgangsimpedanz des Leistungsverstärkers
Z_{res}	Resonatorimpedanz
Z_S	Quellenimpedanz, engl. <i>source impedance</i>

Literaturverzeichnis

- [Aig+07] M. Aigle, G. Hechtfisher, W. Hohenester, R. Junemann und C. Evers. „A systematic way to YIG-filter-design“. In: *European Microwave Conference*. Okt. 2007, Seiten 668–671. DOI: 10.1109/eumc.2007.4405280.
- [AJ12] S. N. Ali und T. E. Johnson. „RF switch-mode power amplifier with an integrated diplexer for signal reconstruction and energy recovery“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2012, Seiten 1–3. DOI: 10.1109/mwsym.2012.6259769.
- [AKK17] M. H. Alsharif, J. Kim und J. H. Kim. „Green and Sustainable Cellular Base Stations: An Overview and Future Research Directions“. In: *Energies* 10.5 (Apr. 2017), Seite 587. DOI: 10.3390/en10050587.
- [All70] G. D. Alley. „Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Integrated Circuits“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 18.12 (Dez. 1970), Seiten 1028–1033. DOI: 10.1109/tmtt.1970.1127407.
- [Als82] S. A. Alseyab. „A Novel Class of Generalized Chebyshev Low-Pass Prototype for Suspended Substrate Stripline Filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 30.9 (Sep. 1982), Seiten 1341–1347. DOI: 10.1109/tmtt.1982.1131258.
- [Als86] S. A. Alseyab. „Generalized Chebyshev band-pass prototype filters“. In: *Systems & Control Letters* 7.1 (Feb. 1986), Seiten 65–70. DOI: 10.1016/0167-6911(86)90105-2.
- [Arn17] C. Arnold. „Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer“. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie, 2017.
- [AW13] S. Adhikari und K. Wu. „Developing One-Dimensional Electronically Tunable Microwave and Millimeter-Wave Components and Devices Towards Two-Dimensional Electromagnetically Reconfigurable Platform“. In: *Progress in Electromagnetics Research*. 2013, Seiten 821–884. DOI: 10.2528/pier13123006.
- [AW71] A. E. Atia und A. E. Williams. „New types of waveguide bandpassfilters for satellite transponders“. In: *COMSAT Tech. Rev* 1.1 (Nov. 1971), Seiten 21–43.
- [Bao+08] P. Bao, T. J. Jackson, X. Wang und M. J. Lancaster. „Barium strontium titanate thin film varactors for room-temperature microwave device applications“. In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 41.6 (Feb. 2008), Seite 063001. DOI: 10.1088/0022-3727/41/6/063001.

- [Bau57] R. Baum. „Design of Unsymmetrical Band-Pass Filters“. In: *IRE Transactions on Circuit Theory* 4.2 (Juni 1957), Seiten 33–40. DOI: 10.1109/tct.1957.1086352.
- [Bel82] H. C. Bell. „Canonical Asymmetric Coupled-Resonator Filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 30.9 (Sep. 1982), Seiten 1335–1340. DOI: 10.1109/tmtt.1982.1131257.
- [Bis15] D. Bisi. „Characterization of Charge Trapping Phenomena in GaN-based HEMTs“. Dissertation. Università Degli Studi Di Padova, 2015.
- [BK64] R. W. Beatty und D. M. Kerns. „Relationships between different kinds of network parameters, not assuming reciprocity or equality of the waveguide or transmission line characteristic impedances“. In: *Proceedings of the IEEE* 52.1 (Jan. 1964), Seiten 84–84. DOI: 10.1109/proc.1964.2756.
- [BM62] J. Bolljahn und G. Matthaei. „A Study of the Phase and Filter Properties of Arrays of Parallel Conductors between Ground Planes“. In: *Proceedings of the IRE* 50.3 (März 1962), Seiten 299–311. DOI: 10.1109/jrproc.1962.288322.
- [BMG15] S. Barzegar, H. Mirzajani und H. Badri Ghavifekr. „A New Linearly Tunable RF MEMS Varactor with Latching Mechanism for Low Voltage and Low Power Reconfigurable Networks“. In: *Wireless Personal Communications* 83.3 (März 2015), Seiten 2249–2265. DOI: 10.1007/s11277-015-2514-z.
- [Bro+08] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig. *Taschenbuch der Mathematik*. Frankfurt am Main: Verlag Harri Deutsch, 2008. ISBN: 978-3-8171-2007-9.
- [Bro98] E. R. Brown. „RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 46.11 (Nov. 1998), Seiten 1868–1880. DOI: 10.1109/22.734501.
- [Bur+00] D. Burgess, F. Schienle, J. Lindner, M. Schumacher, R. Barz, H. Juergensen, S. Narayan, L. McMillan, C. P. de Araujo, K. Uchiyama und T. Otsuki. „Controlled metal-organic chemical vapor deposition of ferroelectric thin films“. In: *IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics*. Aug. 2000, Seiten 583–586. DOI: 10.1109/ISAF.2000.942388.
- [Cam03] R. J. Cameron. „Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51.1 (Jan. 2003), Seiten 1–10. DOI: 10.1109/TMTT.2002.806937.
- [Cam11] R. J. Cameron. „Advanced Filter Synthesis“. In: *IEEE Microwave Magazine* 12.6 (Okt. 2011), Seiten 42–61. DOI: 10.1109/mm.2011.942007.
- [Cam82] R. J. Cameron. „Fast generation of Chebyshev filter prototypes with asymmetrically prescribed transmission zeros“. In: *ESA Journal* 6 (1982), Seiten 83–95.
- [Cam99] R. J. Cameron. „General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 47.4 (Apr. 1999), Seiten 433–442. DOI: 10.1109/22.754877.

- [Che14] C. Chen. „Design of Artificial Transmission Line and Low-Pass Filter Based on Aperiodic Stubs on a Microstrip Line“. In: *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* 4.5 (Mai 2014), Seiten 922–928. DOI: 10.1109/tcpmt.2013.2297377.
- [CHR02] R. J. Cameron, A. R. Harish und C. J. Radcliffe. „Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50.12 (Dez. 2002), Seiten 2862–2872. DOI: 10.1109/tmtt.2002.805141.
- [CKD68] M. Caulton, S. P. Knight und D. A. Daly. „Hybrid Integrated Lumped-Element Microwave Amplifiers“. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 3.2 (Juni 1968), Seiten 59–66. DOI: 10.1109/jssc.1968.1049845.
- [CKM18] R. J. Cameron, C. M. Kudsia und R. R. Mansour. *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2018. DOI: 10.1002/9781119292371.
- [CKY06] M. Chung, I. Kim und S. Yun. „Varactor-tuned hairpin bandpass filter with enhanced stopband performance“. In: *Asia-Pacific Microwave Conference*. Dez. 2006, Seiten 645–648. DOI: 10.1109/APMC.2006.4429503.
- [Coh57] S. B. Cohn. „Direct-Coupled-Resonator Filters“. In: *Proceedings of the IRE* 45.2 (Feb. 1957), Seiten 187–196. DOI: 10.1109/jrproc.1957.278389.
- [CR11] Y. Chiou und G. M. Rebeiz. „A Tunable Three-Pole 1.5–2.2-GHz Bandpass Filter With Bandwidth and Transmission Zero Control“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59.11 (Nov. 2011), Seiten 2872–2878. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2164619.
- [CR14] Y. Cho und G. M. Rebeiz. „Two- and Four-Pole Tunable 0.7–1.1-GHz Bandpass-to-Bandstop Filters With Bandwidth Control“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 62.3 (März 2014), Seiten 457–463. DOI: 10.1109/tmtt.2014.2304360.
- [CR80] R. J. Cameron und J. D. Rhodes. „Asymmetric Realisations for Dual-Mode Bandpass Filters“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Mai 1980. DOI: 10.1109/mwsym.1980.1124209.
- [Cri06] S. C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Second Edition*. Artech House, Inc., 2006. ISBN: 1596930187.
- [CYT15] P. Chi, T. Yang und T. Tsai. „A Fully Tunable Two-Pole Bandpass Filter“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 25.5 (Mai 2015), Seiten 292–294. DOI: 10.1109/lmwc.2015.2409794.
- [Dar39] S. Darlington. „Synthesis of Reactance 4-Poles Which Produce Prescribed Insertion Loss Characteristics: Including Special Applications To Filter Design“. In: *Journal of Mathematics and Physics* 18.1-4 (Apr. 1939), Seiten 257–353. DOI: 10.1002/sapm1939181257.
- [DF92] L. A. Dissado und J. C. Fothergill. *Electrical Degradation and Breakdown in Polymers*. Institution of Engineering und Technology, 1992. ISBN: 9780863411960.

- [DIK12] T. Dudda, T. Irnich und J. Karlsson. „How much TV White Space is there in Germany?“ In: *Konferenz: Mobilkommunikation - 17. ITG-Fachtagung*. VDE Verlag, Mai 2012.
- [DR03] L. Dussopt und G. M. Rebeiz. „Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors, and tunable filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51.4 (Apr. 2003), Seiten 1247–1256. DOI: 10.1109/tmtt.2003.809650.
- [EHG13] M. M. Ebrahimi, M. Helaoui und F. M. Ghannouchi. „Delta-sigma-based transmitters: Advantages and disadvantages“. In: *IEEE Microwave Magazine* 14.1 (Jan. 2013), Seiten 68–78. DOI: 10.1109/mm.2012.2226541.
- [Eng+02] R. Engelman, K. Abrokwhah, G. Dillon, G. Foster, G. Godfrey, T. Hanbury, C. Lagerwerff, W. Leighton, M. Marcus, R. Noel, J. Payton, J. Tomchin, J. Williams und A. Yang. *Report of the Spectrum Efficiency Working Group*. Technischer Bericht. Nov. 2002. URL: https://transition.fcc.gov/sptf/files/SEWGFfinalReport_1.pdf (besucht am 22.06.2020).
- [ER10] M. A. El-Tanani und G. M. Rebeiz. „High-Performance 1.5–2.5-GHz RF-MEMS Tunable Filters for Wireless Applications“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 58.6 (Juni 2010), Seiten 1629–1637. DOI: 10.1109/TMTT.2010.2049166.
- [Eri14] Ericsson. *Ericsson Energie and carbon report*. Technischer Bericht. 2014. URL: <https://www.ericsson.com/assets/local/about-ericsson/sustainability-and-corporate-responsibility/documents/ericsson-energy-and-carbon-report.pdf> (besucht am 22.06.2020).
- [ESJ07] T. Erpek, K. Steadman und D. Jones. *Dublin Ireland Spectrum Occupancy Measurements Collected On April 16-18, 2007*. Technischer Bericht. Shared Spectrum Company, Apr. 2007. URL: http://www.sharespectrum.com/wp-content/uploads/Ireland_Spectrum_Occupancy_Measurements_v2.pdf (besucht am 22.06.2020).
- [Fat07] W. M. Fathelbab. „Synthesis of Cul-De-Sac Filter Networks Utilizing Hybrid Couplers“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 17.5 (Mai 2007), Seiten 334–336. DOI: 10.1109/lmwc.2007.895696.
- [Feh+11] A. Fehske, G. Fettweis, J. Malmodin und G. Biczok. „The global footprint of mobile communications: The ecological and economic perspective“. In: *IEEE Communications Magazine* 49.8 (Aug. 2011), Seiten 55–62. DOI: 10.1109/mcom.2011.5978416.
- [FL47] R. M. Fano und A. W. Lawson. „Microwave Filters Using Quarter-Wave Couplings“. In: *Proceedings of the IRE* 35.11 (Nov. 1947), Seiten 1318–1323. DOI: 10.1109/jrproc.1947.233575.
- [Fra+14] T. Franke, A. Gaebler, A. E. Prasetyadi und R. Jakoby. „Tunable Ka-band waveguide resonators and a small band band-pass filter based on liquid crystals“. In: *European Microwave Conference*. Okt. 2014. DOI: 10.1109/eumc.2014.6986439.

- [Fu+06] J. Fu, X. A. Zhu, D. Chen, J. D. Phillips und A. Mortazawi. „A Linearity Improvement Technique for Thin-film Barium Strontium Titanate Capacitors“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2006, Seiten 560–563. DOI: 10.1109/MWSYM.2006.249654.
- [Fuj97] H. Fujita. „A decade of MEMS and its future“. In: *IEEE The Tenth Annual International Workshop on Micro Electro Mechanical Systems. An Investigation of Micro Structures, Sensors, Actuators, Machines and Robots*. Jan. 1997. DOI: 10.1109/memsys.1997.581729.
- [GA16] F. Gao und J. An. „BST thin films deposited by RF-magnetron sputtering and dielectric property research“. In: *IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference*. Okt. 2016, Seiten 1808–1811. DOI: 10.1109/IMCEC.2016.7867531.
- [Gan00] F. R. Gantmacher. *Matrix Theory, Vol. 2*. American Mathematical Society, 2000. ISBN: 978-0821826645.
- [Gha+16] A. Ghalem, M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, P. Marchet, C. Champeaux, L. Trupina, L. Nedelcu und M. G. Banciu. „Ultra-High Tunability of $\text{Ba}_{(2/3)}\text{Sr}_{(1/3)}\text{TiO}_3$ -Based Capacitors Under Low Electric Fields“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 26.7 (Juli 2016), Seiten 504–506. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2576455.
- [Góm+14] R. Gómez-García, J. P. Magalhaes, J. Munoz-Ferreras, J. M. N. Vieira, N. B. Carvalho und J. Pawlan. „Filling the Spectral Holes: Novel/Future Wireless Communications and Radar Receiver Architectures“. In: *IEEE Microwave Magazine* 15.2 (März 2014), Seiten 45–56. DOI: 10.1109/mmm.2013.2296214.
- [GR19] L. Gao und G. M. Rebeiz. „A 0.97–1.53-GHz Tunable Four-Pole Bandpass Filter With Four Transmission Zeros“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 29.3 (März 2019), Seiten 195–197. DOI: 10.1109/LMWC.2019.2895558.
- [Gre55] E. I. Green. „The story of Q“. In: *American Scientist* 43.4 (1955), Seiten 584–594. URL: <http://www.jstor.org/stable/27826701> (besucht am 22.06.2020).
- [GSM18] GSMA. *2019 Mobile Industry Impact Report: Sustainable Development Goals*. Technischer Bericht. 2018. URL: https://www.gsma.com/betterfuture/2019sdgimpactreport/wp-content/uploads/2019/09/SDG_Report_2019_ExecSummary_Web_Singles.pdf (besucht am 22.06.2020).
- [Gun14] D. Gunther. „Einflüsse des Filterentwurfs auf die Empfangsqualität breitbandiger Funküberwachungsempfänger“. Dissertation. Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2014.
- [Ham14] S. Hamady. „New concepts for normally-off power Gallium Nitride (GaN) High Electron Mobility Transistor (HEMT)“. Dissertation. Université Toulouse III Paul Sabatier, 2014.
- [HAR11] A. S. Hussaini, R. Abd-Alhameed und J. Rodriguez. „Tunable RF filters: Survey and beyond“. In: *IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*. Dez. 2011, Seiten 512–515. DOI: 10.1109/ICECS.2011.6122325.

- [HBD10] C. Huang, J. N. Burghartz und C. N. De Vreede. „Ultra Linear Low-loss Varactors & Circuits for Adaptive RF Systems“. Dissertation. Fudan University, 2010.
- [Hel90] J. Helszajn. *Synthesis of lumped element, distributed and planar filters*. London: McGraw-Hill, 1990. ISBN: 9780077071660.
- [Hez+14] R. Hezar, L. Ding, J. Hur und B. Haroun. „A 23dBm fully digital transmitter using $\Sigma\Delta$ and pulse-width modulation for LTE and WLAN applications in 45nm CMOS“. In: *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. IEEE, Juni 2014. DOI: 10.1109/rfic.2014.6851702.
- [HL98] J. Hong und M. J. Lancaster. „Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 46.1 (Jan. 1998), Seiten 118–122. DOI: 10.1109/22.654931.
- [Hon11] J. Hong. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [Hsu+02] H. Hsu, Z. Zhang, K. A. Zaki und A. E. Ati. „Parameter extraction for symmetric coupled-resonator filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50.12 (Dez. 2002), Seiten 2971–2978. DOI: 10.1109/tmtt.2002.805283.
- [Hua+10] C. Huang, K. Buisman, L. K. Nanver, P. J. Zampardi, L. E. Larson und L. C. N. de Vreede. „Design concepts for semiconductor based ultra-linear varactor circuits (invited)“. In: *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*. Okt. 2010. DOI: 10.1109/bipol.2010.5668027.
- [Hun+05] T. Hung, A. G. Metzger, P. J. Zampardi, M. Iwamoto und P.M. Asbeck. „Design of high-efficiency current-mode class-D amplifiers for wireless handsets“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53.1 (Jan. 2005), Seiten 144–151. DOI: 10.1109/tmtt.2004.839327.
- [Hun+07] T. Hung, J. Rode, L. E. Larson und P. M. Asbeck. „Design of H-Bridge Class-D Power Amplifiers for Digital Pulse Modulation Transmitters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 55.12 (Dez. 2007), Seiten 2845–2855. DOI: 10.1109/tmtt.2007.909881.
- [HWH17] F. Hühn, A. Wentzel und W. Heinrich. „A new modulator for digital RF power amplifiers utilizing a wavetable approach“. In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* 9.06 (Juli 2017), Seiten 1251–1260. DOI: 10.1017/s1759078717000770.
- [HWH18] F. Hühn, A. Wentzel und W. Heinrich. „Highly Compact GaN-Based All-Digital Transmitter Chain Including SPDT Switch for Massive MIMO“. In: *European Microwave Conference*. Sep. 2018. DOI: 10.23919/eumc.2018.8541526.
- [Ind03] B. Inder. *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Artech House Publishers, Apr. 2003. 512 Seiten. ISBN: 1580533094.

- [JS06] T. Johnson und S. P. Stapleton. „RF Class-D Amplification With Bandpass Sigma–Delta Modulator Drive Signals“. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 53.12 (Dez. 2006), Seiten 2507–2520. DOI: 10.1109/tcsi.2006.885980.
- [Kas+19] H. Kasurinen, S. Vatanen, K. Grönman, T. Pajula, L. Lakanen, O. Salmela und R. Soukka. „Carbon Handprint: Potential Climate Benefits of a Novel Liquid-Cooled Base Station with Waste Heat Reuse“. In: *Energies* 12.23 (Nov. 2019), Seite 4452. DOI: 10.3390/en12234452.
- [Kat01] A. Katz. „Linearization: reducing distortion in power amplifiers“. In: *IEEE Microwave Magazine* 2.4 (Dez. 2001), Seiten 37–49. DOI: 10.1109/6668.969934.
- [Ken26] John B. Kennedy. „When Woman is Boss“. In: *Collier's The National Weekly* (Jan. 1926), Seite 17.
- [Kie+18] Daniel Kienemund, Dominik Walk, Nicole Bohn, Joachim R. Binder, Rolf Jakoby und Holger Maune. „Suppression of Acoustic Resonances in Fully-Printed, BST Thick Film Varactors Utilizing Double MIM Structures“. In: *European Microwave Conference*. Sep. 2018. DOI: 10.23919/eumc.2018.8541497.
- [Kie19] D. Kienemund. „High-power varactors for fast adaptive impedance matching at 13.56 MHz“. Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2019.
- [Kim+11] W. Kim, J. Rode, A. Scuderi, H. Son, C. Park und P. M. Asbeck. „An efficient voltage-mode class-D power amplifier for digital transmitters with delta-sigma modulation“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2011. DOI: 10.1109/mwsym.2011.5972623.
- [Koh16] C. Kohler. „Anorganische Barium-Strontium-Titanat-Komposite für die Hochfrequenztechnik : Material- und Bauteilentwicklung“. Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2016.
- [KPO71] P. J. Kannam, S. Ponczak und J. A. Olmstead. „Design considerations of hyperabrupt varactor diodes“. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 18.2 (Feb. 1971), Seiten 109–115. DOI: 10.1109/t-ed.1971.17158.
- [Lev76] R. Levy. „Filters with Single Transmission Zeros at Real or Imaginary Frequencies“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* (Apr. 1976), Seiten 172–181. DOI: 10.1109/TMTT.1976.1128811.
- [Li+11] S. Li, F. Liu, S. Ye und G. Wang. „The design of a novel tunable filter“. In: *IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*. Feb. 2011, Seiten 515–518. DOI: 10.1109/NEMS.2011.6017406.
- [Lid+14] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij und D. Reusch, Herausgeber. *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*. John Wiley & Sons Ltd, Juli 2014. DOI: 10.1002/9781118844779.

- [LR15] F. Lin und M. Rais-Zadeh. „A tunable 0.6 GHz – 1.7 GHz bandpass filter with a constant bandwidth using switchable varactor-tuned resonators“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Mai 2015, Seiten 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2015.7167105.
- [LSM02] R. Levy, R. V. Snyder und G. Matthaei. „Design of microwave filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50.3 (März 2002), Seiten 783–793. DOI: 10.1109/22.989962.
- [LSP02] A. G. Lampérez, T. K. Sarkar und M. S. Palma. „Filter Model Generation from Scattering Parameters using the Cauchy Method“. In: Okt. 2002. DOI: 10.1109/euma.2002.339310.
- [LSP04] A. G. Lampérez, T. K. Sarkar und M. S. Palma. „Generation of accurate rational models of lossy systems using the Cauchy method“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 14.10 (Okt. 2004), Seiten 490–492. DOI: 10.1109/lmwc.2004.834576.
- [Ma15] R. Ma. „A review of recent development on digital transmitters with integrated GaN switch-mode amplifiers“. In: *IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology*. Aug. 2015. DOI: 10.1109/rfit.2015.7377891.
- [Mac10] G. Macchiarella. „Extraction of Unloaded Q and Coupling Matrix From Measurements on Filters With Large Losses“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 20.6 (Juni 2010), Seiten 307–309. DOI: 10.1109/lmwc.2010.2047455.
- [Mao+13] J. Mao, W. Choi, K. Tam, W. Q. Che und Q. Xue. „Tunable Bandpass Filter Design Based on External Quality Factor Tuning and Multiple Mode Resonators for Wideband Applications“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 61.7 (Juli 2013), Seiten 2574–2584. DOI: 10.1109/tmtt.2013.2264684.
- [Mar+09] M. Ajmone Marsan, L. Chiaraviglio, D. Ciullo und M. Meo. „Optimal Energy Savings in Cellular Access Networks“. In: *IEEE International Conference on Communications Workshops*. Juni 2009. DOI: 10.1109/iccw.2009.5208045.
- [Mar+12] D. Markert, C. Haslach, G. Fischer und A. Pascht. „Coding efficiency of RF pulse-width-modulation for mobile communications“. In: *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*. Okt. 2012. DOI: 10.1109/issse.2012.6374301.
- [Mar+14] M. Martinez-Mendoza, A. Wentzel, W. Heinrich und A. Alvarez Melcon. „Advanced lumped-element trisection filter for digital microwave power amplifiers“. In: *European Microwave Conference*. Okt. 2014, Seiten 548–551. DOI: 10.1109/EuMC.2014.6986492.
- [Mar+15] M. Martinez-Mendoza, A. Wentzel, W. Heinrich und A. Alvarez-Melcon. „Design of a triband lumped element filter for digital microwave power amplifiers“. In: *European Microwave Conference*. Sep. 2015, Seiten 805–808. DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345886.

- [Mat60] G. L. Matthaei. „Design of Wide-Band (and Narrow-Band) Band-Pass Microwave Filters on the Insertion Loss Basis“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 8.6 (Nov. 1960), Seiten 580–593. DOI: 10.1109/tmtt.1960.1124801.
- [Mau+18] H. Maune, M. Jost, R. Reese, E. Polat, M. Nickel und R. Jakoby. „Microwave Liquid Crystal Technology“. In: *Crystals* 8.9 (Sep. 2018), Seite 355. DOI: 10.3390/cryst8090355.
- [Mau11] H. Maune. „Design und Optimierung hochlinearer ferroelektrischer Varaktoren für steuerbare Hochfrequenz-Leistungsverstärker“. Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [Men+18] M. Meneghini, A. Tajalli, P. Moens, A. Banerjee, E. Zanoni und G. Meneghesso. „Trapping phenomena and degradation mechanisms in GaN-based power HEMTs“. In: *Materials Science in Semiconductor Processing* 78 (Mai 2018), Seiten 118–126. DOI: 10.1016/j.mssp.2017.10.009.
- [Mes15] Dieter Meschede. *Gerthsen Physik*. Springer-Verlag GmbH, 2015. 1047 Seiten. ISBN: 3662459760.
- [MH10] A. Miller und J. S. Hong. „Wideband Bandpass Filter With Reconfigurable Bandwidth“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 20.1 (Jan. 2010), Seiten 28–30. DOI: 10.1109/LMWC.2009.2035958.
- [Mit95] J. Mitola. „The software radio architecture“. In: *IEEE Communications Magazine* 33.5 (Mai 1995), Seiten 26–38. DOI: 10.1109/35.393001.
- [MJY80] G. L. Matthaei, E. M. T. Jones und L. Young. *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech House microwave library. Dedham, MA: Artech House, 1980.
- [MM05] M. A. McHenry und D. McCloskey. *Spectrum Occupancy Measurements Project Summary Chicago, Illinois*. Technischer Bericht. Shared Spectrum Company, Dez. 2005. URL: http://www.sharespectrum.com/wp-content/uploads/NSF_Chicago_2005-11_measurements_v12.pdf (besucht am 22.06.2020).
- [MM99] J. Mitola und G. Q. Maguire. „Cognitive radio: making software radios more personal“. In: *IEEE Personal Communications* 6.4 (Mai 1999), Seiten 13–18. DOI: 10.1109/98.788210.
- [Mot+14] K. Motoi, A. Wentzel, M. Tanio, S. Hori, M. Hayakawa, W. Heinrich und K. Kunihiro. „Digital doherty transmitter with envelope $\Delta\Sigma$ modulated class-D GaN power amplifier for 800 MHz band“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2014. DOI: 10.1109/mwsym.2014.6848280.
- [MS75] R. G. Meyer und M. L. Stephens. „Distortion in variable-capacitance diodes“. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 10.1 (Feb. 1975), Seiten 47–54. DOI: 10.1109/jssc.1975.1050553.

- [MT06] G. Macchiarella und D. Traina. „A formulation of the Cauchy method suitable for the synthesis of lossless circuit models of microwave filters from lossy measurements“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 16.5 (Mai 2006), Seiten 243–245. DOI: 10.1109/lmwc.2006.873583.
- [Nat+05] J. Nath, D. Ghosh, J. Maria, A. I. Kingon, W. Fathelbab, P. D. Franzon und M. B. Steer. „An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium-Strontium-Titanate (BST) varactors“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53.9 (Sep. 2005), Seiten 2707–2712. DOI: 10.1109/TMTT.2005.854196.
- [NS68] M. H. Norwood und E. Shatz. „Voltage variable capacitor tuning: A review“. In: *Proceedings of the IEEE* 56.5 (Mai 1968), Seiten 788–798. DOI: 10.1109/PROC.1968.6408.
- [Oce+06] A. Ocera, P. Farinelli, P. Mezzanotte, R. Sorrentino, B. Margesin und F. Giacomozzi. „A Novel MEMS-Tunable Hairpin Line Filter on Silicon Substrate“. In: *European Microwave Conference*. Sep. 2006, Seiten 803–806. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281041.
- [OM13] M. Ohira und Z. Ma. „A Parameter-Extraction Method for Microwave Transversal Resonator Array Bandpass Filters With Direct Source/Load Coupling“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 61.5 (Mai 2013), Seiten 1801–1811. DOI: 10.1109/tmtt.2013.2252187.
- [Orf20] S. J. Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas*. Rutgers University, Piscataway, 2020. URL: <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa> (besucht am 22.06.2020).
- [PC03] J. C. Pedro und N. B. Carvalho. *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Artech House microwave library. Artech House, 2003. ISBN: 9781580536912.
- [Pfi77] G. Pfitzenmaier. „An Exact Solution for a Six-Cavity Dual-Mode Elliptic Bandpass Filter“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 1977. DOI: 10.1109/mwsym.1977.1124470.
- [Pim+99] D. Pimingsdorfer, A. Holm, B. Adler, G. Fischerauer, R. Thomas, A. Springer und R. Weigel. „Impact of SAW RF and IF filter characteristics on UMTS transceiver system performance“. In: *IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. International Symposium*. Okt. 1999. DOI: 10.1109/ultsym.1999.849420.
- [Pol+20] E. Polat, H. Tesmer, R. Reese, M. Nickel, D. Wang, P. Schumacher, R. Jakoby und H. Maune. „Reconfigurable Millimeter-Wave Components Based on Liquid Crystal Technology for Smart Applications“. In: *Crystals* 10.5 (Apr. 2020), Seite 346. DOI: 10.3390/cryst10050346.
- [Pra+15] A. E. Prasetiadi, T. Franke, R. Jakoby, M. Nickel, O. H. Karabey, W. Hu, C. Weickmann und M. Jost. „Continuously tunable substrate integrated waveguide bandpass filter in liquid crystal technology with magnetic biasing“. In: *Electronics Letters* 51.20 (Okt. 2015), Seiten 1584–1585. DOI: 10.1049/el.2015.2494.

- [Pre+15] S. Preis, A. Wiens, N. Wolff, R. Jakoby, W. Heinrich und O. Bengtsson. „Frequency-agile packaged GaN-HEMT using MIM thickfilm BST varactors“. In: *European Microwave Conference*. Sep. 2015, Seiten 1291–1294. DOI: 10.1109/EuMC.2015.7346007.
- [QWY10] F. Qu, F. Wang und L. Yang. „Intelligent transportation spaces: vehicles, traffic, communications, and beyond“. In: *IEEE Communications Magazine* 48.11 (Nov. 2010), Seiten 136–142. DOI: 10.1109/mcom.2010.5621980.
- [RA80] J. D. Rhodes und S. A. Alseyab. „The generalized chebyshev low-pass prototype filter“. In: *International Journal of Circuit Theory and Applications* 8.2 (Apr. 1980), Seiten 113–125. DOI: 10.1002/cta.4490080205.
- [Raa+02] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic und N. O. Sokal. „Power amplifiers and transmitters for RF and microwave“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50.3 (März 2002), Seiten 814–826. DOI: 10.1109/22.989965.
- [Raa+03a] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovich, N. Potheary, J. F. Sevic und N. O. Soka. „RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies - Part 3“. In: *High Frequency Electronics Copyright 2003 Summit Technical Media, LLC* September (Sep. 2003).
- [Raa+03b] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovich, N. Potheary, J. F. Sevic und N. O. Soka. „RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies - Part 5“. In: *High Frequency Electronics Copyright 2003 Summit Technical Media, LLC* September (Sep. 2003).
- [Ram+06] K. Rambabu, M. Y. Chia, K. M. Chan und J. Bornemann. „Design of multiple-stopband filters for interference suppression in UWB applications“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 54.8 (Aug. 2006), Seiten 3333–3338. DOI: 10.1109/tmtt.2006.877813.
- [Reb03] G. M. Rebeiz. *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*. John Wiley & Sons, Inc., Feb. 2003. DOI: 10.1002/0471225282.
- [Rei+05] I. C. Reines, C. L. Goldsmith, C. D. Nordquist, C. W. Dyck, G. M. Kraus, T. A. Plut, P. S. Finnegan, F. Austin und C. T. Sullivan. „A low loss RF MEMS Ku-band integrated switched filter bank“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 15.2 (Feb. 2005), Seiten 74–76. DOI: 10.1109/1mwc.2004.842823.
- [Rho70a] J. D. Rhodes. „A Low-Pass Prototype Network for Microwave Linear Phase Filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 18.6 (Juni 1970), Seiten 290–301. DOI: 10.1109/tmtt.1970.1127222.
- [Rho70b] J. D. Rhodes. „The Generalized Direct-Coupled Cavity Linear Phase Filter“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 18.6 (Juni 1970), Seiten 308–313. DOI: 10.1109/tmtt.1970.1127224.
- [Rho73] J. D. Rhodes. „Filters approximating ideal amplitude and arbitrary phase characteristics“. In: *IEEE Transactions on Circuit Theory* 20.2 (März 1973), Seiten 120–124. DOI: 10.1109/tct.1973.1083626.

- [RM01] G. M. Rebeiz und J. B. Muldavin. „RF MEMS switches and switch circuits“. In: *IEEE Microwave Magazine* 2.4 (Dez. 2001), Seiten 59–71. DOI: 10.1109/6668.969936.
- [Rös71] P. Röschmann. „YIG filters“. In: *Philips tech. Rev.* 32.9-12 (Jan. 1971), Seiten 322–327.
- [Rös77] P. Röschmann. „YIG-Filter bis 40 GHz“. In: *NTG-Diskussionssitzung „Mikrowellenfilter“* 30.9 (Jan. 1977). TH Darmstadt, Seiten 1–6.
- [Saa79] R. Saal. *Handbuch Zum Filterentwurf / Handbook Of Filter Design*. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken, 1979. ISBN: 3-87087-070-2.
- [SAE11] V. Sekar, M. Armendariz und K. Entesari. „A 1.2–1.6-GHz Substrate-Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59.4 (Apr. 2011), Seiten 866–876. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2109006.
- [Sán+13] M. Á. Sánchez-Soriano, R. Gómez-García, E. Bronchalo und G. Torregrosa-Penalva. „Reconfigurable-bandwidth bandpass filter within 10–50%“. In: *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 7.7 (Mai 2013), Seiten 502–509. DOI: 10.1049/iet-map.2012.0274.
- [Saz13] M. Sazegar. „Phasedarray-Antennen mit integrierten Phasenschiebern auf ferroelektrischen Dickschichten“. Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2013.
- [Sch+16] C. Schuster, A. Wiens, M. Schückler, C. Kohler, J. Binder und R. Jakoby. „Hairpin bandpass filter with tunable center frequency and tunable bandwidth based on screen printed ferroelectric varactors“. In: *European Microwave Conference*. Okt. 2016, Seiten 1425–1428. DOI: 10.1109/EuMC.2016.7824621.
- [Sch+17] C. Schuster, A. Wiens, F. Schmidt, M. Nickel, M. Schückler, R. Jakoby und H. Maune. „Performance Analysis of Reconfigurable Bandpass Filters With Continuously Tunable Center Frequency and Bandwidth“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 65.11 (Nov. 2017), Seiten 4572–4583. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2742479.
- [Sch+19] C. Schuster, L. Schynol, A. Wentzel, F. Hühn, E. Polat, S. Schmidt, R. Jakoby, W. Heinrich und H. Maune. „Concept for Continuously Tunable Output Filters for Digital Transmitter Architectures“. In: *IEEE Access* 7 (Aug. 2019), Seiten 123490–123504. DOI: 10.1109/access.2019.2938041.
- [Sch+20] C. Schuster, F. Kamrath, E. Polat, R. Jakoby, H. Maune, D. Miek und M. Höft. „Fully Reconfigurable Bandpass with Continuously Tunable Center Frequency and Bandwidth Featuring a Constant Filter Characteristic“. In: *German Microwave Conference*. März 2020.
- [Sch69] M. V. Schneider. „Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits“. In: *Bell System Technical Journal* 48.5 (Mai 1969), Seiten 1421–1444. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1969.tb04274.x.

- [Ser+12] A. L. C. Serrano, F. S. Correra, T. Vuong und P. Ferrari. „Synthesis Methodology Applied to a Tunable Patch Filter With Independent Frequency and Bandwidth Control“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60.3 (März 2012), Seiten 484–493. DOI: 10.1109/tmtt.2011.2181533.
- [SH83] T. Sasaki und H. Hataoka. „Investigation of Intermodulation in a Tuning Varactor“. In: *IEEE Transactions on Broadcasting* 29.2 (Juni 1983), Seiten 77–81. DOI: 10.1109/TBC.1983.266494.
- [Sin+18] M. D. Sinanis, M. Abdelfattah, M. Cakmak und D. Peroulis. „A 2.2–4.2 GHz low-loss tunable bandpass filter based on low cost manufacturing of ABS polymer“. In: *IEEE Wireless and Microwave Technology Conference*. Apr. 2018, Seiten 1–4. DOI: 10.1109/WAMICON.2018.8363893.
- [SM64] B. M. Schiffman und G. L. Matthaei. „Exact Design of Band-Stop Microwave Filters“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 12.1 (Jan. 1964), Seiten 6–15. DOI: 10.1109/tmtt.1964.1125744.
- [Son+10] K. Son, A. Liao, G. Lung, M. Gallegos, T. Hatake, R. D. Harris, L. Z. Scheick und W. D. Smythe. „GaN-Based High Temperature and Radiation-Hard Electronics for Harsh Environments“. In: *Nanoscience and Nanotechnology Letters* 2.2 (Juni 2010), Seiten 89–95. DOI: 10.1166/nnl.2010.1063.
- [SU58] R. Saal und E. Ulbrich. „On the Design of Filters by Synthesis“. In: *IRE Transactions on Circuit Theory* 5.4 (Dez. 1958), Seiten 284–327. DOI: 10.1109/tct.1958.1086481.
- [SWR12] Y. Shim, Z. Wu und M. Rais-Zadeh. „A High-Performance Continuously Tunable MEMS Bandpass Filter at 1 GHz“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60.8 (Aug. 2012), Seiten 2439–2447. DOI: 10.1109/tmtt.2012.2198228.
- [Tan+14] M. Tanio, S. Hori, M. Hayakawa, N. Tawa, K. Motoi und K. Kunihiro. „A linear and efficient 1-bit digital transmitter with envelope delta-sigma modulation for 700MHz LTE“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2014. DOI: 10.1109/mwsym.2014.6848415.
- [TC06] W. Tu und K. Chang. „Compact second harmonic-suppressed bandstop and bandpass filters using open stubs“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 54.6 (Juni 2006), Seiten 2497–2502. DOI: 10.1109/tmtt.2006.875802.
- [Tho03] J. B. Thomas. „Cross-coupling in coaxial cavity filters - a tutorial overview“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51.4 (Apr. 2003), Seiten 1368–1376. DOI: 10.1109/TMTT.2003.809180.
- [Tom+01] A. Tombak, F. T. Ayguavives, J. P. Maria, G. T. Stauff, A. I. Kingon und A. Mortazawi. „Tunable RF filters using thin film barium strontium titanate based capacitors“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Mai 2001, Seiten 1453–1456. DOI: 10.1109/MWSYM.2001.967176.

- [Tri+10] V. P. Trivedi, J. Kirchgessner, J. P. John, P. Welch, D. Morgan, S. Stewart, R. Peterman, D. Hammock, J. Nivison, O. Hartin, S. Shams, I.-S. Lim, H. Li, S. Trotta, D. Salle und W. M. Huang. „Hyperabrupt-junction varactor for mmWave SiGe:C BiCMOS, enabling 77GHz VCO/TX with 13-15GHz tuning range“. In: *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*. IEEE, Okt. 2010. DOI: 10.1109/bipol.2010.5667941.
- [Tsa+14] H.suan-Ju Tsai, Bo-Chih Huang, Nan-Wei Chen und Shyh-Kang Jeng. „A Reconfigurable Bandpass Filter Based on a Varactor-Perturbed, T-Shaped Dual-Mode Resonator“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 24.5 (Mai 2014), Seiten 297–299. DOI: 10.1109/lmwc.2014.2306893.
- [Tsu83] J. B. Tsui. *Microwave Receivers and Related Components*. Avionics Laboratory Air Force Wright Aeronautical Laboratories, 1983. ISBN: 9781934939451.
- [TTC14] C. Tang, C. Tseng und S. Chang. „Design of the Compact Tunable Filter With Modified Coupled Lines“. In: *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* 4.11 (Nov. 2014), Seiten 1815–1821. DOI: 10.1109/tcpmt.2014.2349151.
- [Uni12] International Telecommunication Union. *SM.329 : Unwanted emissions in the spurious domain*. Technischer Bericht. Sep. 2012. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.329-12-201209-1!!PDF-E.pdf (besucht am 22.06.2020).
- [Vaz+10] R. Vazny, H. Pretl, L. Maurer und R. Weigel. „Front-end implications to multi-standard cellular radios: State-of-the-art and future trends“. In: *IEEE Ultrasonics Symposium*. Okt. 2010, Seiten 95–98. DOI: 10.1109/ULTSYM.2010.5935487.
- [Viz95] P. Vizmuller. *RF Design Guide: Systems, Circuits, and Equations*. Artech House, 1995. ISBN: 9780890067543.
- [Wan+11] X. Wang, P. Bao, T. J. Jackson und M. J. Lancaster. „Tunable microwave filters based on discrete ferroelectric and semiconductor varactors“. In: *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 5.7 (Mai 2011), Seite 776. DOI: 10.1049/iet-map.2010.0417.
- [Wei57] L. Weinberg. „Explicit Formulas for Tschebyscheff and Butterworth Ladder Networks“. In: *Journal of Applied Physics* 28.10 (Okt. 1957), Seiten 1155–1160. DOI: 10.1063/1.1722597.
- [Wen+13] A. Wentzel, S. Chevtchenko, P. Kurpas und W. Heinrich. „A dual-band voltage-mode class-D PA for 0.8/1.8 GHz applications“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2013, Seiten 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2013.6697417.
- [Wen+15] A. Wentzel, S. Chevtchenko, P. Kurpas und W. Heinrich. „A flexible GaN MMIC enabling digital power amplifiers for the future wireless infrastructure“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Mai 2015. DOI: 10.1109/mwsym.2015.7166795.

- [Wen+19] A. Wentzel, C. Schuster, R. Jakoby, H. Maune und W. Heinrich. „Reconfigurable GaN Digital Tx Applying BST Bandpass Filter“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2019.
- [Wen11] A. Wentzel. „Klasse-S Mikrowellen-Leistungsverstärker mit GaN-Transistoren“. Dissertation. Technischen Universität Berlin, 2011. ISBN: 9783869558974.
- [Whe77] H. A. Wheeler. „Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 25.8 (Aug. 1977), Seiten 631–647. DOI: 10.1109/tmtt.1977.1129179.
- [Wie17] A. Wiens. „Tunable Ferroelectric Matching Networks implemented into High Power RF Amplifiers for High Dynamic and Wideband Efficiency“. Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2017.
- [WMH10] A. Wentzel, C. Meliani und W. Heinrich. „RF class-S power amplifiers: State-of-the-art results and potential“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Mai 2010. DOI: 10.1109/mwsym.2010.5517402.
- [WMH15] A. Wentzel, M. Martinez-Mendoza und W. Heinrich. „A compact tri-band GaN voltage-mode class-D/S PA for future 0.8/1.8/2.6 GHz LTE picocell applications“. In: *European Microwave Integrated Circuits Conference*. Sep. 2015. DOI: 10.1109/eumic.2015.7345131.
- [Won79] J. S. Wong. „Microstrip Tapped-Line Filter Design“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 27.1 (Jan. 1979), Seiten 44–50. DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129556.
- [WSJ17] M. Wollschlaeger, T. Sauter und J. Jasperneite. „The Future of Industrial Communication: Automation Networks in the Era of the Internet of Things and Industry 4.0“. In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 11.1 (März 2017), Seiten 17–27. DOI: 10.1109/MIE.2017.2649104.
- [Xia01] Q. Xiaoning. „High frequency characterization and modeling of on-chip interconnects and RF IC wire bonds“. Dissertation. department of electrical engineering und the committee on graduate studies of stanford university, Juni 2001.
- [Yoo+15] C. Yoo, Y. Liu, J. Fairbanks, P. Asbeck, P. Theilmann und D. Kimball. „High efficiency multi-band envelope tracking power amplifier with tunable output frequency bands“. In: *Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*. IEEE, Apr. 2015. DOI: 10.1109/wamicon.2015.7120372.
- [YR15] T. Yang und G. M. Rebeiz. „Tunable 1.25–2.1-GHz 4-Pole Bandpass Filter With Intrinsic Transmission Zero Tuning“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63.5 (Mai 2015), Seiten 1569–1578. DOI: 10.1109/tmtt.2015.2409061.
- [Zha+11] Y. Zhao, T. Liu, Y. Ye, L. Cen, H. Zhang und X. Liu. „Center Frequency and Bandwidth Tunable Filter with Varactors“. In: *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*. Sep. 2011, Seiten 1–4. DOI: 10.1109/wicom.2011.6036662.

- [Zhe+11] Y. Zheng, M. Sazegar, H. Maune, X. Zhou, J. R. Binder und R. Jakoby. „Compact Substrate Integrated Waveguide Tunable Filter Based on Ferroelectric Ceramics“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 21.9 (Sep. 2011), Seiten 477–479. DOI: 10.1109/LMWC.2011.2162615.
- [Zho+09] X. Zhou, H. Geßwein, M. Sazegar, A. Giere, F. Paul, R. Jakoby, J. R. Binder und J. Haußelt. „Characterization of metal (Fe, Co, Ni, Cu) and fluorine codoped barium strontium titanate thick-films for microwave applications“. In: *Journal of Electroceramics* 24.4 (Mai 2009), Seiten 345–354. DOI: 10.1007/s10832-009-9580-0.
- [Zob31] O. J. Zobel. „Extensions to the Theory and Design of Electric Wave-Filters“. In: *Bell System Technical Journal* 10.2 (Apr. 1931), Seiten 284–341. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1931.tb01278.x.
- [ZXW18] G. Zhang, Y. Xu und X. Wang. „Compact Tunable Bandpass Filter With Wide Tuning Range of Centre Frequency and Bandwidth Using Short Coupled Lines“. In: *IEEE Access* 6 (Dez. 2018), Seiten 2962–2969. DOI: 10.1109/access.2017.2786296.
- [ZYZ12] Y. B. Zhang, F. L. Yu und X. Y. Zhang. „Design of center frequency and bandwidth tunable bandpass filter“. In: *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*. Mai 2012, Seiten 1–4. DOI: 10.1109/ICMMT.2012.6230400.

Betreute studentische Arbeiten

Nachfolgend eine Liste der von mir betreuten studentischen Abschlussarbeiten. An dieser Stelle möchte ich mich nochmal bei allen Studierenden herzlich für ihren Betrag an meiner Forschung bedanken.

Abschlussarbeiten

- **Masterthesis** Ran Hu, September 2016
Tunable Cross-Coupled Square Open-Loop Resonator Filters based on Ferroelectrics
- **Bachelorthesis** Peter Schumacher, April 2017
Fundamental Investigations on Chipless RFID Pressure Sensors
- **Bachelorthesis** Elias Schwab, März 2018
Design of a Reconfigurable Output Stage for Class D Amplifiers
- **Bachelorthesis** Lukas Schynol, Januar 2019
A Bandpass Filter with Continuously Tunable Bandwidth and Center Frequency Featuring a Constant Filter Characteristic
- **Bachelorthesis** Laura Maria Pimentel Paes Frank, Januar 2019
Tunable Cross Coupled Bandpass Filter based on Ferroelectrics

Eigene Veröffentlichungen

Erstauthor

Journal-Veröffentlichungen

- [Sch+17b] C. Schuster, A. Wiens, F. Schmidt, M. Nickel, M. Schüßler, R. Jakoby und H. Maune. „Performance Analysis of Reconfigurable Bandpass Filters With Continuously Tunable Center Frequency and Bandwidth“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 65.11 (Nov. 2017), Seiten 4572–4583. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2742479.
- [Sch+19c] C. Schuster, L. Schynol, A. Wentzel, F. Hühn, E. Polat, S. Schmidt, R. Jakoby, W. Heinrich und H. Maune. „Concept for Continuously Tunable Output Filters for Digital Transmitter Architectures“. In: *IEEE Access* 7 (Aug. 2019), Seiten 123490–123504. DOI: 10.1109/access.2019.2938041.

Konferenzen (peer-reviewed)

- [Sch+16b] C. Schuster, A. Wiens, M. Schüßler, R. Jakoby, C. Kohler und J. R. Binder. „Tunable lumped-element-filter for RF power applications based on printed ferroelectrics“. In: *German Microwave Conference*. März 2016. DOI: 10.1109/gemic.2016.7461597.
- [Sch+16c] C. Schuster, A. Wiens, M. Schüßler, C. Kohler, J. Binder und R. Jakoby. „Hair-pin bandpass filter with tunable center frequency and tunable bandwidth based on screen printed ferroelectric varactors“. In: *European Microwave Conference*. Okt. 2016, Seiten 1425–1428. DOI: 10.1109/EuMC.2016.7824621.
- [Sch+17a] C. Schuster, P. Schumacher, M. Schüßler, A. Jiménez-Sáez und R. Jakoby. „Passive chipless wireless pressure sensor based on dielectric resonators“. In: *IEEE Sensors*. Okt. 2017, Seiten 1–3. DOI: 10.1109/ICSENS.2017.8234269.
- [Sch+18b] C. Schuster, R. Hu, A. Wiens, M. Maasch, R. Jakoby und H. Maune. „Cross-coupled open-loop resonator bandpass filter with independently tunable center frequency and bandwidth“. In: *IEEE Radio and Wireless Symposium*. Jan. 2018, Seiten 52–55. DOI: 10.1109/RWS.2018.8304944.
- [Sch+18c] C. Schuster, E. Polat, R. Jakoby, H. Maune, D. Miek und M. Höft. „Fast and accurate tuning of a cross-coupled split-ring resonator filter“. In: *German Microwave Conference*. März 2018. DOI: 10.23919/gemic.2018.8335047.

- [Sch+19b] C. Schuster, L. Schynol, E. Polat, E. Schwab, S. Schmidt, R. Jakoby und H. Maune. „Reconfigurable Hairpin Filter with Tunable Center Frequency, Bandwidth and Transmission Zero“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications*. Juli 2019. DOI: 10.1109/imws-amp.2019.8880068.
- [Sch+20] C. Schuster, F. Kamrath, E. Polat, R. Jakoby, H. Maune, D. Miek und M. Höft. „Fully Reconfigurable Bandpass with Continuously Tunable Center Frequency and Bandwidth Featuring a Constant Filter Characteristic“. In: *German Microwave Conference*. März 2020.

Koautor

Journal-Veröffentlichungen

- [Man+14] C. Mandel, C. Schuster, B. Kubina, M. Schüßler und Rolf Jakoby. „Dual Frequency Selective Multiple Access With Quasi-Chipless/Powerless RFID Mixer Tags“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 24.8 (Aug. 2014), Seiten 572–574. DOI: 10.1109/lmwc.2014.2322759.
- [Nic+20] M. Nickel, A. Jimenez-Saez, P. Agrawal, A. Gadallah, A. Malignaggi, C. Schuster, R. Reese, H. Tesmer, E. Polat, D. Wang, P. Schumacher, R. Jakoby, D. Kissinger und H. Maune. „Ridge Gap Waveguide Based Liquid Crystal Phase Shifter“. In: *IEEE Access* 8 (Apr. 2020), Seiten 77833–77842. DOI: 10.1109/access.2020.2989547.
- [Pol+19a] E. Polat, R., M. Jost, C. Schuster, M. Nickel, R. Jakoby und H. Maune. „Tunable Liquid Crystal Filter in Nonradiative Dielectric Waveguide Technology at 60 GHz“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 29.1 (Jan. 2019), Seiten 44–46. DOI: 10.1109/lmwc.2018.2884152.
- [Ree+19a] R. Reese, M. Jost, E. Polat, H. Tesmer, J. Strobl, C. Schuster, M. Nickel, R. Jakoby und H. Maune. „A Millimeter-Wave Beam-Steering Lens Antenna With Reconfigurable Aperture Using Liquid Crystal“. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 67.8 (Aug. 2019), Seiten 5313–5324. DOI: 10.1109/tap.2019.2918474.
- [Ree+19b] R. Reese, E. Polat, H. Tesmer, J. Strobl, C. Schuster, M. Nickel, A. Granja, R. Jakoby und H. Maune. „Liquid Crystal Based Dielectric Waveguide Phase Shifters for Phased Arrays at W-Band“. In: *IEEE Access* 7 (Sep. 2019), Seiten 127032–127041. DOI: 10.1109/access.2019.2939648.
- [Rei+19] C. Hessinger nee Reimann, B. Bazrafshan, M. Schüßler, S. Schmidt, C. Schuster, F. Hubner, T. J. Vogl und R. Jakoby. „A Dual-Mode Coaxial Slot Applicator for Microwave Ablation Treatment“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 67.3 (März 2019), Seiten 1255–1264. DOI: 10.1109/tmtt.2018.2880440.

- [Sch+19a] S. Schmidt, M. Schüßler, C. Hessinger, C. Schuster, B. Bertulat, M. Kithil, M. C. Cardoso und R. Jakoby. „Microwave Induced Electroporation of Adherent Mammalian Cells at 18 GHz“. In: *IEEE Access* 7 (Juni 2019), Seiten 78698–78705. DOI: 10.1109/access.2019.2923073.

Konferenzen (peer-reviewed)

- [Jos+16] M. Jost, R. Reese, C. Weickhmann, C. Schuster, O. H. Karabey, H. Maune und R. Jakoby. „Tunable dielectric delay line phase shifter based on liquid crystal technology for a SPDT in a radiometer calibration scheme at 100 GHz“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Mai 2016. DOI: 10.1109/mwsym.2016.7540007.
- [Mau+16] H. Maune, M. Nikfalazar, C. Schuster, T. Franke, W. Hu, M. Nickel, D. Kiene-mund, A. Prasetiadi, C. Weickhmann, M. Jost, A. Wiens und R. Jakoby. „Tun-able microwave component technologies for SatCom-platforms“. In: *German Mi-crowave Conference*. 2016, Seiten 23–26. DOI: 10.1109/GEMIC.2016.7461546.
- [Mau+18b] H. Maune, D. Kienemund, A. Wiens, S. Preis, C. Schuster, D. Walk, O. Bengtsson und R. Jakoby. „Ferroelectrics for Tunable High-Power Applications“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications*. Juli 2018. DOI: 10.1109/imws-amp.2018.8457141.
- [Nic+18] M. Nickel, C. Schuster, H. Maune, R. Jakoby, S. Dill und M. Peichl. „A liquid crystal based tunable polarization selector in a microwave imaging radiometer“. In: *German Microwave Conference*. März 2018. DOI: 10.23919/gemic.2018.8335036.
- [Pol+19b] E. Polat, R. Reese, M. Jost, M. Nickel, C. Schuster, R. Jakoby und H. Maune. „Liquid Crystal Phase Shifter Based on Nonradiative Dielectric Waveguide Topology at W-Band“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2019. DOI: 10.1109/mwsym.2019.8700759.
- [Pol+19c] E. Polat, R. Reese, H. Tesmer, S. Schmidt, M. Spaeth, M. Nickel, C. Schus-ter, R. Jakoby und H. Maune. „Characterization of Liquid Crystals Using a Temperature-Controlled 60 GHz Resonator“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications*. Juli 2019. DOI: 10.1109/imws-amp.2019.8880077.
- [Sch+16a] S. Schmidt, M. Schüßler, C. Damm, C. Schuster und R. Jakoby. „Concept and design of a 40 GHz differential sensor for the analysis of biomedical substances“. In: *Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems*. Jan. 2016. DOI: 10.1109/biowireless.2016.7445560.
- [Sch+18a] P. Schumacher, C. Schuster, A. Jimenez-Saez, M. Schüßler und R. Jakoby. „Passive chipless wireless pressure sensor for Harsh and reflective environments“. In: *German Microwave Conference*. März 2018. DOI: 10.23919/gemic.2018.8335071.

- [Wal+18] D. Walk, P. Salg, D. Kienemund, A. Radetinac, L. Zeinar, C. Schuster, P. Komissinskiy, L. Alff, R. Jakoby und H. Maune. „Characterization and Modeling of Epitaxially Grown BST on a Conducting Oxide Electrode“. In: *European Microwave Conference*. Sep. 2018. DOI: 10.23919/eumc.2018.8541771.
- [Wen+19] A. Wentzel, C. Schuster, R. Jakoby, H. Maune und W. Heinrich. „Reconfigurable GaN Digital Tx Applying BST Bandpass Filter“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Juni 2019.
- [Wie+16] A. Wiens, S. Preis, C. Schuster, M. Nikfalazar, C. Damm, M. Schüßler, W. Heinrich, O. Bengtsson und R. Jakoby. „Wideband tunable GaN HEMT module utilizing thin-film BST varactors for efficiency optimization“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. Mai 2016. DOI: 10.1109/mwsym.2016.7540375.

Patente und Erfindungsmeldungen

- [Sch+18d] C. Schuster, A. Wentzel, H. Maune und R. Jakoby. „Ausgangsfiter für einen Verstärker“. Deutsch. Patent 10 2018 126 085.7. Okt. 2018. URL: <https://register.dpma.de/DPMAreister/pat/register?AKZ=1020181260857>.

Workshop

- [SM18] C. Schuster und H. Maune. „Design and Tuning of Reconfigurable Microwave Filters“. In: *Workshop-Procceedings European Microwave Week*. Sep. 2018.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Christian Schuster

Geburtsdatum: 05. Juli 1988

Geburtsort: Wiesbaden

Bildungs- und Berufsweg

1996-1999 – Freiherr-vom-Stein-Grundschule in Eltville am Rhein

1999-2005 – Gutenberg-Realschule in Eltville am Rhein, Abschluss: Mittlere Reife

2005–2009 – Berufsausbildung zum Elektroniker für Automatisierungstechnik bei der Boehringer Ingelheim GmbH & Co. KG in Ingelheim

2006–2008 – Duale Berufsoberschule in Mainz, Abschluss: Fachhochschulreife

1992–2001 – Zivildienst bei dem Maltheser Hilfsdienst e.V. in Oestrich-Winkel

2009–2015 – Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik, Abschluss: Master of Science, Technische Universität Darmstadt

2015–2020 – Wissenschaftlicher Mitarbeiter, Technische Universität Darmstadt, Institut für Mikrowellentechnik und Photonik

Darmstadt, den 04.08.2020
